Amatérské RADIO

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS
PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVIII/1979 ČÍSLO 3

VI. SJEZD SVAZARMU

V TOMTO SEŠITĚ

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57–1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klabal, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomirský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zíma, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52–7, šéfred. linka 354, redaktor l. 353.
Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel.
Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerci přijímá vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51–7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46044.

Toto číslo mělo vyjít podle plánu 16. 5. 1979.

V minulém čísle AR řady jsme uvedli první část vybraných statí z projevu vedoucího delegace ÚV KSČ, vlády ČSSR a ÚV Národní fronty, člena předsednictva ÚV KSČ, soudruha Jozefa Lenárta na VI. sjezdu Svazarmu; z uvedeného jednoznačně vyplynula úloha Svazarmu, jeho nezastupitelnost a nenahraditelnost v té oblasti života naší společnosti, která mu přísluší.

Dnes dokončíme výběr myšlenek a závěrů z projevu J. Lenárta dalšími ukázkami, z nichž jednoznačně vyplývá, jaká je úloha Svazarmu do budoucnosti a jaké mají jeho členové široké možnosti uplatnění při plnění této úlohy.

„Pro další činnost Svazarmu jsou pevným základem teoretická poučení V. I. Lenina o nevyhnutelnosti upevňovat obranyschopnost socialistického státu a zvyšovat aktivní účast pracujících na zabezpečování obrany socialistické společnosti, které prověřil celý průběh Velké vlastenecké války Sovětského svazu i národně osvobozovací boje našich národů.

Vítězstvím Sovětského svazu nad kontrarevolucí i imperialismem, nad hitlerovskými fašisty a právě tak i dnešní vysoká obranyschopnost Sovětského svazu a jeho lidu názorně potvrzují pravdivost Leninových slov, že nikdy nebude poražený národ, v kterém pracující a rolníci ve své většině poznali, procítili a uvědomili si, že brání svoji sovětskou moc, moc pracujících, že brání věc, jejíž vítězství zabezpečí jim a jejich dětem možnost užívat všechny plody kultury, všechny výtvory lidské práce v míru, bez vykořisťování.

Když zdůrazňujeme význam branných otázek a činnosti Svazarmu, když poukazujeme na nevyhnutelnost, aby si všichni členové organizace uvědomili svoji spoluodpovědnost za branné poslání organizace, vůbec tím nechceme snížit či dokonce popřít význam a roli Svazarmu v naplňování individuálních potřeb a zájmů členů. Praxe a výsledky, kterých jste dosáhli zvláště v poslední době, potvrzují, že správnou vazbou společenských a individuálních zájmů je možno úspěšně dosáhnout uspokojování potřeb společnosti.

Že je to palčivá, závažná a citlivá oblast svazarmovské činnosti, poučily nás útoky pravice v krizovém období. Pravice dělala všechno, aby odbourala a likvidovala socialistický charakter Svazarmu, aby ho zbavila výchovné funkce, branného poslání. Třídní profil Svazarmu, který pomáhali ztvárňovat svazarmovcům i příslušníci Lidových milicí, byl solí v očích reakcionářů, protože právě touto činností se Svazarm přihlásil k revolučním tradicím naší dělnické třídy a Československé lidové armády.

Je jedině správné, že úkoly vlastenecké a internacionální výchovy zaujímají čelné místo v ideově politické činnosti vašich členů i v celém vašem branném působení. Je třeba z této tribuny říci, že orientace vaší organizace na prohloubení její účinnosti je správná a naše strana ji považuje za mimořádně významnou.

S uznáním vyzdvihujeme úsilí Svazarmu o výchovu mládeže na revolučních tradicích našeho lidu a Československé lidové armády. Oceňujeme, že k výchově mladých využíváte i místních tradic odboje, přes které mládež poznává jim blízké hrdiny a bojovníky za naše osvobození od hitlerovského jařma. Vítáme, že v popředí této výchovné činnosti je tradice slavných bojů československých armád v bitvě u Sokolova a na Dukle, boje partyzánů v Slovenském národním povstání i barikádníků v Pražském povstání. Sokolovský a Dukelský svazarmovský závod, které nesou na svém štítě tyto slavné tradice, právem patří mezi nejpřednější branné sportovní události u nás pro svůj vlastenecký branný obsah i masovou účast mládeže i občanů.

Spolu se šířením bojových tradic naší armády je žádoucí, aby Svazarm více přibližoval mladým lidem život a náročnou činnost naší soudobé armády, její postavení a úlohu v systému Varšavské smlouvy v čele se slavnou Sovětskou armádou, naší osvoboditelkou. Je třeba ještě působivěji formovat uvědomělý vztah mládeže k armádě a k vojenské službě a ani na chvíli neztratit ze zřetele odpovědnost, kterou máme za obranu západní hranice socialismu, kterou chráníme bok po boku se Sovětskou armádou a s dalšími armádami Varšavské smlouvy.

Život nás v moderních dějinách mnohokrát poučil, že být skutečným vlastencem není myslitelné bez internacionálního přístupu k řešení otázky současného dění. I v podmínkách Svazarmu můžeme zaznamenat, že ideje internacionalismu se stále obohacují o nové podstatné stránky pod vlivem rozvoje vědy, kultury, politiky i vojenství. Proto považujeme za důležité a přímo nevyhnutelné, aby se v každodenní práci Svazarmu, v jeho činnosti, poznávaly a využívaly zkušenosti sovětského lidu a jeho dobrovolné organizace branné – DOSAAF. Je třeba si osvojovat nejnovější poznatky sovětské vojenské vědy, nové přístupy k dosahování lepších výsledků v branné výchově i v přípravě spolehlivých obránců socialistické vlasti. Musíme usilovat o to, aby se i výměna zkušeností a vaše spolupráce se sovětským DOSAAF i s dalšími brannými organizacemi socialistických zemí dostala na vyšší úroveň. Také v oblasti branné přípravy, tak jako v ostatních sférách života plně platí, že úspěšněji můžeme kráčet jen v nejužší a přímo každodenní internacionální spolupráci.

Soudružky a soudruzi,

jestliže dnes na sjezdu zdůrazňujeme velký význam vašeho výchovného poslání, chceme podtrhnout, že i v dalším období se bude znásobovat hlavně proto, že hlavním objektem přípravy a výchovy Svazarmu je naše mládež. Zvlášť je pro ni důležité, aby poznala brannou politiku naší strany, našeho státu, abychom ji získali pro tuto politiku. Proto je záslužné, že jste dokázali v takovém širokém počtu získat do svých řad mládež.

Jdete v práci s mládeží správnou cestou. Svědčí o tom skutečnosti, že se dnes naši branci, mladí specialisté, na plnění čestné občanské povinnosti připravují o mnoho lépe politicky, odborně i fyzicky, než tomu bylo v minulosti. Nadále půjde o to, aby Svazarm

využil svých možností a s podporou, kterou dostává, pronikal i mezi mládež, která dosud stojí mimo veřejný život. Ne všude se využívají možnosti pro jednotné působení školy, společenských organizací i rodiny na školní mládež. Zefektivnit musíme především pomoc základních organizací Svazarmu Pionýrské organizaci a Socialistickému svazu mládeže, zejména při organizování branných her a soutěží, které jsou pro pionýry a mládež přitažlivé.

Soudruzi a soudružky,

bilance období pěti let v životě vaší organizace je pozitivní. Odpovědně posuzujete i budoucí úkoly Svazarmu. Dovolte mi proto závěrem, abych jménem naší delegace pozdravil zakládající členy Svazarmu, kteří stáli při zrodu naší branné organizace a pomáhají jí i dnes svými silami při dalším budování. Pozdravujeme široký dobrovolný funkcionářský aktiv cvičitelů, vychovatelů a trenérů, kteří s obětavostí plní náročné úkoly, které jsou Svazarmu stanoveny. Zdravíme též nejširší členské řady svazarmovců, členů vašich brigád socialistické práce v závodech i zemědělských družstvech, nositele nejvyšších titulů a vyznamenání. Pozdravujeme ty, kteří v organizacích Národní fronty, ve státních orgánech, národních výborech i v armádě pomáhají Svazarmu.

Ústřední výbor KSČ očekává, že Svaz pro spolupráci s armádou bude stejně jako v minulosti, tak i v budoucnosti aktivně přispívat k rozkvětu naší vlasti. Že bude ještě komplexněji působit na rozvoj tvořivých sil našich občanů, jejich morálních vlastností a politického uvědomění. Jen tak naplní se ctí svoje vysoké poslání.

Dovolte, abych vám a vašim prostřednictvím všem svazarmovcům popřál další úspěchy v práci pro blaho naší socialistické vlasti.

Ať žije Československá socialistická republika a její pracující lid!

Ať žije a upevňuje se nerozborné přátelství mezi Československou socialistickou republikou a naším osvoboditelem, přítelem nejvěrnějším – Svazem sovětských socialistických republik! Ať se upevňuje společenství socialistických zemí! Ať žije mír, ať se rozvíjí spolupráce mezi národy na celém světě!"

ANTÉNY A PŘIJÍMAČE VKV

Ing. Jan Klabal

V Amatérském radiu pro konstruktéry nebývá zvykem uvádět vlastní text redakčním úvodem – tentokrát však jsme se rozhodli učinit výjimku. Především proto, že bychom chtěli upozornit na to, že první uvedené konstrukce (miniaturní antény) byly přihlášeny do loňského konkursu AR – OP TESLA, že získaly cenu ve své kategorii, a že jsme měli možnost jak při hodnocení konkursu, tak i při zpracování rukopisu tohoto čísla AR řady B ověřit všechny popisované typy v praxi. K autorově popisu antének tedy dodáváme: antény pracují podle popisu, v některých případech jsou výhodnější jedny z popisovaných typů, v jiných ty ostatní. Pro nás však bylo překvapením, že za určitých (autorem popisovaných) předpokladů jsou skutečně rovnocennou náhradou rozměrných anténních systémů, jak je známe z běžné praxe. Při troše pečlivosti při konstrukci a nastavování je tedy lze doporučit k příjmu stanic na VKV a navíc i k experimentům.

Ostatní konstrukce byly všechny vyzkoušeny a redakce měla možnost ověřit si jejich činnost v praxi – souhrnně lze napsat, že pracovaly podle popisu v textu. Upozorňujeme však, že jde o konstrukce, jejichž činnost závisí na pečlivosti nastavení a v některých případech i na vybavení přístroji – proto stavbu především složitějších přístrojů doporučujeme pouze těm, kteří mají v technice VKV zkušenosti a navíc i potřebné vybavení.

Miniaturizace antén v pásmu VKV

Má-li být příjem rozhlasového vysílání v pásmu velmi krátkých vln jakostní, vyžaduje dobrou intenzitu pole žádaného vysílače v místě příjmu a kvalitní anténní systém, který je schopen s velkou účinností přijímat a převádět zachycené signály na vstupní svorky přijímače. Při volbě vhodné antény pro dané příjmové místo je třeba vycházet kromě pořizovacích nákladů z těchto základních kritérií: ze vzdálenosti a polohy místa příjmu vzhledem k vysílači, z instalačních možností rozměrnějšího anténního systému při příjmu vzdálenějšího vysílače a ze vstupní citlivosti přijímače.

Vzdálenost a polohu *místa příjmu* od žádaného vysílače změnit nemůžeme (nechceme-li měnit bydliště) a je-li z hlediska šíření velmi krátkých vln značně nevhodná a naráží-li navíc zbudování rozměrnějšího anténního systému nejen na konstrukční a instalační těžkosti, ale také na problémy rázu organizačního (např. souhlas majitele domu aj.), je veškerá snaha o příjem žádaného vysílače zbytečná. Nemáme-li tedy možnost zajistit na vstupních svorkách přijímače signál vyhovující velikosti, je v podstatě zbytečná snaha opatřit si přijímač pro příjem v pásmu VKV s vynikajícími příjmovými a reprodukčními vlastnostmi, neboť sebelepší přijímač by stejně reprodukoval málo kvalitní signál, utápějící se trvale či v různě dlouhých časových intervalech v šumu.

V místech, kde lze očekávat sice slabší, ale *stálý signál, je výhodné používat velmi citlivé* přijímače, připojené na výkonné anténní systémy. Jedním ze vhodných výkonných anténních systémů je anténa typu SWAN, která byla podrobně popsána v [1]. V místech s velkou intenzitou pole se často využívá antén jednodušších, s malým ziskem, či různých náhražkových antén. Náhražkové antény mají obvykle řadu nectností, působících negativně na kvalitu přijímaného signálu.

Obrovský rozmach mikroelektroniky, integrovaných obvodů a všeobecná snaha o mikrominiaturizaci velké většiny elektronických a radiotechnických obvodových prvků charakterizuje současnou etapu vědeckotechnické revoluce v tomto oboru. V oboru antén a anténních soustav tomu však doposud tak není, i když se již řadu let o jejich miniaturizaci usiluje. Zvláště výrazně se dnes tento rozpor projevuje mezi současnou technologií elektronických obvodů a přijímacími anténami v pásmech velmi krátkých vln. Na těchto pásmech se stále používají antény, které jsou konstrukčně řešeny stejně jak pro vysílání, tak pro příjem, i když je jasné, že žádný běžný posluchač nikdy nic vysílat nebude (pouze snad nechtěně vlivem zakmitávání vstupních obvodů přijímače).

Na kmitočtových pásmech, odpovídajících delším vlnovým délkám, se již před mnoha léty upustilo od experimentování s lineárními anténami (půl a celovlnné dipóly) a vyšlo se ze známé skutečnosti, že délka vlny se ve feromagnetickém prostředí zkracuje, čímž se výrazně zmenší rozměry např. smyčkové antény či dipólu, umístěného v takové látce. V pásmech středních a krátkých vln je používání feromagnetických jader u smyčkových antén známé a v tzv. feritových anténách používané již řadu let. V pásmech VKV však byl až do nedávné doby tento princip zkrácení antén málo účinný. V poslední době vznikají feritové materiály (např. Neosid F 29), které svou velkou počáteční permeabilitou a malými ztrátami až do kmitočtu kolem 100 MHz dávají širší možnosti radikálnímu zmenšení rozměrů přijímacích antén. Anténní obvody s těmito feritovými materiály mají však velkou jakost, proto jsou značně úzkopásmové; musí se proto přelaďovat současně s laděním přijímače. Anténní obvod je laděn varikapem, jehož ladicí napětí je shodné s ladicím napětím dalších obvodů vstupní jednotky přijímače. Pro pásmo 87,5 až 100 MHz má ladicí anténní cívka indukčnost 0,35 μH. Zisk této feritové antény je proti půlvlnnému dipólu záporný (menší) a je −11 dB; anténa je proto vhodná pouze k příjmu místních vysílačů. Z hlediska správné orientace k příjmu horizontálně polarizovaných vln je třeba instalovat feritovou tyčku – magnetický dipól – vertikálně, neboť se přijímá magnetická složka elektromagnetické vlny. Tím se stává anténa všesměrovou, což se výhodně uplatní v přenosných přijímačích.

Při úvahách o miniaturizaci klasických antén pro pásma VKV se obvykle vychází z principů ekvivalentních pro vysílací antény, jako jsou širokopásmovost, impedanční vlastnosti, směrovost a účinnost. Podívejme se blíže na uvedené parametry, charakterizující současné přijímací antény, a podrobme je rozboru z hlediska požadavků běžného posluchače rozhlasového či televizního vysílání.

Širokopásmovostí přijímací antény je její schopnost přijímat signály v co nejširším kmitočtovém pásmu. Šířku pásma přijímaného anténou lze zjednodušeně vyjádřit poklesem signálu stejné intenzity na polovinu (3 dB) na okrajích pásma proti střednímu, tzv. rezonančnímu kmitočtu antény (přesněji určuje širokopásmovost činitel poměru stojatých vln). Dosavadní snahou je, aby anténa byla schopna stejně dobře přijímat signály v celém pásmu v daném rozsahu VKV (případně i v obou rozsazích). Značně plochá rezonanční křivka anténního obvodu, která tím vznikne, má za následek velmi malou jakost tohoto obvodu a tím i malé nakmitané napětí. Čím širší pásmo přijímaných kmitočtů

od antény požadujeme, tím menší zisk od ní můžeme očekávat.

Se širokopásmovostí antény úzce souvisí její impedanční vlastnosti. Čím je impedance antény menší, tím je i její tlumení větší, zmenšuje se zisk a zvětšuje se šířka přijímaného pásma. Malá impedance je však i výhodná, neboť zvětšuje odolnost soustavy vůči rušivým vlivům. Soustavou je zde rozuměna celá přenosová trasa signálu od antény přes napáječ až do vstupních obvodů přijímače. Čím je impedance antény menší, tím je soustava méně náchylná na různá zakmitávání, parazitní příjmy a vliv okolních předmětů. Jako napáječ je v takovém případě výhodné použít stíněný vodič (souosý kabel), který ještě účinněji chrání celou soustavu před parazitními vlivy. V posledních letech se v přijímací technice nejvíce rozšířilo kompromisní řešení, které používá impedanci antény 300 Ω. Tato impedance ještě zajišťuje dostatečné tlumení systému pro vyhovující širokopásmovost antény při jejím dobrém zisku.

Zvětšuje-li se konstrukční úpravou anténní systém, zvětšuje se jeho směrovost i zisk. Anténa pak na nižších pásmech může dosahovat až neúnosných rozměrů. Velký zisk je bezesporu žádoucí, směrovost méně, rozměrnost je však již nežádoucí a je tedy omezujícím činitelem. Velká směrovost antény může být žádána v místech, kde lze předpokládat větší intenzitu pole většího počtu vysílačů kmitočtově velmi blízkých, které pak lze pouze úzce směrovanou anténou od sebe odlišit tak, aby se vzájemně nerušily. Výskyt takových míst však není pro naši zemi typický, spíše naopak, většina posluchačů má i při dálkovém příjmu možnost zachytit jen několik málo vysílačů a to ještě obvykle z různých stran, což zvětšuje buď nároky na budování většího počtu anténních systémů, nebo vyžaduje použít otočné systémy.

Účinností antény je dána její schopnost zpracovat beze ztrát přijatou vf energii, která se pak přivádí napáječem do vstupních obvodů přijímače. Tato schopnost je především určována ziskem, směrovostí, správným přizpůsobením anténního systému k napáječi, zpětným vyzařováním, kvalitou materiálu použitého na prvky antény a umístěním antény v prostoru. U vlastní antény pak ještě přesným nastavením všech prvků. Pokud není výstup antény ideálně přizpůsoben k napáječi, vznikají při tomto nepřizpůsobení odrazy, které mají za následek, že část napětí nakmitaného na anténě je anténou vyslána zpět do prostoru (k tomuto jevu dochází vždy) a ke vstupním svorkám přijímače se dostane jen menší část původně přijatého signálu. Tím se výrazně zmenší kvalita příjmu. Naprosto dokonalé přizpůsobení je však prakticky nerealizovatelné a se stárnutím materiálu antény i svodu se postupně zhoršuje. To je velkou nevýhodou všech antén, které jsou konstrukčně shodné jak pro příjem, tak pro vysílání.

Zmenšování rozměrů antén (tím i jejich snazší konstrukce, instalace a údržba) se již v minulosti stalo předmětem mnohých výzkumných a vývojových prací [2]. Pokud jsou však tyto antény řešeny pouze jako pasívní, je jejich zisk vždy výrazně menší než zisk běžného půlvlnného dipólu.

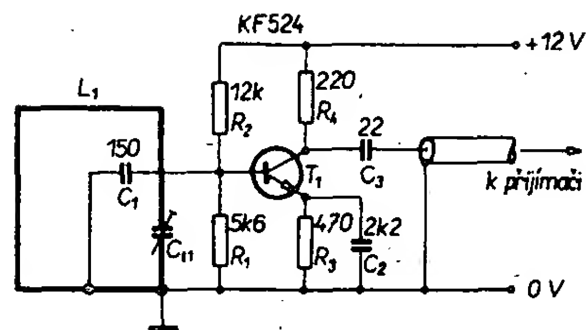
V poslední době se častěji objevují experimentální práce s aktivními anténami, které díky miniaturizaci obvodových prvků a vývoji vf tranzistorů s velkým ziskem v pásmu VKV doznávají stále většího uplatnění. Tyto antény lze navíc řešit i jako miniaturizované. Při zmenšování rozměrů běžné pasívní antény (např. dipólu) vznikají značné potíže s účinností, šířkou pásma přenášeného anténou včetně problémů s impedančním přizpůsobením. U anténních systémů tvořených anténními řadami ještě přistupují problémy se správným sfázováním. Zkracováním rozměrů dipólu, který je vhodným způsobem připojen k vf zesilovači, lze dosáhnout i značného zmenšení antény při zachování vyhovujícího zisku. Určitou nevýhodou takto miniaturizované antény je přenos pouze úzkého pásma kmitočtů a značná všesměrovost.

Výraznější směrovosti u miniaturizovaných antén lze dosáhnout sestavením antén do řad, správně sfázovaných vhodně řešenými zesilovacími obvody. Tak např. dvouprvkovou směrovou anténou složenou ze dvou vhodně sfázovaných smyček lze dosáhnout výrazného zisku proti jednoduchému dipólu. Hlavním problémem je zajistit takový fázový posuv, aby výsledný signál byl co největší a přitom vyhovoval podmínce dané směrovosti. Řešit lze tento problém použitím aktivních čtyřpólů – vf širokopásmových zesilovačů (v obou vedeních antény), jejichž fázové průběhy se budou od sebe lišit tak, aby vyhovovaly uvedené podmínce. Nevýhodou těchto směrových širokopásmových miniaturizovaných anténních řad je jejich značná náchylnost k rušení křížovou modulací a případně intermodulací. Je to v podstatě problém společný všem neladěným širokopásmovým vstupním zesilovačům. Částečně lze tuto nevýhodnou vlastnost omezit použitím tranzistorů s lineární charakteristikou, např. tranzistorů MOS. Je však třeba si uvědomit, že každé řešení s vřazenými aktivními čtyřpóly (vf zesilovači) je řešením kompromisním, respektujícím jak velikost nežádoucích zkreslení, tak i potřebné zesílení i uspokojivé šumové poměry [2].

Subminiaturní aktivní anténa pro pásmo VKV (patentová přihláška PV 345-78)

Protáhlý tvar a značná členitost povrchu naší země poskytuje řadu možností dálkového příjmu vysílačů v obou pásmech VKV. To způsobuje, že na střechách domů se objevují řady různých anténních systémů i v místech, kde je možný kvalitní příjem pouze jednoho či dvou vzdálenějších vysílačů s dobrou intenzitou pole v místě příjmu. Použití anténního předzesilovače umožňuje (relativně) zmenšit počet prvků antény na přijatelnější míru. Tam, kde je nutná směrovost z hlediska parazitního příjmu z jiného směru než je žádáno, je použití úzce směrových antén v současné době jediným z možných řešení. V místech, kde všesměrový přijímací diagram antény není na závadu a kde je intenzita pole žádaného vysílače dostatečná, lze s výhodou použít autorem vyvinutou a dále popisovanou subminiaturní aktivní anténu. Tato anténa se vyznačuje nepatrnými rozměry, velmi dobrým ziskem na naladěném kmitočtu a všesměrovým příjmovým diagramem. Lze ji tedy použít všude tam, kde jde





Obr. 1. Základní zapojení subminiaturní antény

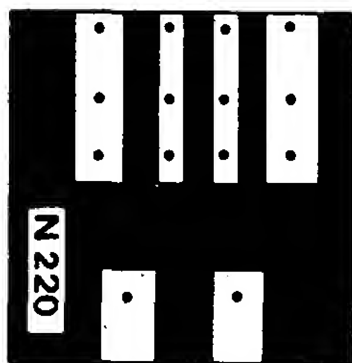
o příjem pouze jednoho (i vzdálenějšího) vysílače a kde jsou potíže s vhodným umístěním rozměrnější antény. Anténa je řešena jako laděná smyčka s vf předzesilovačem. Protože je ostře úzkopásmově laděná, nevzniká nebezpečí parazitních modulací a ve vf zesilovači lze použít i běžný vf tranzistor.

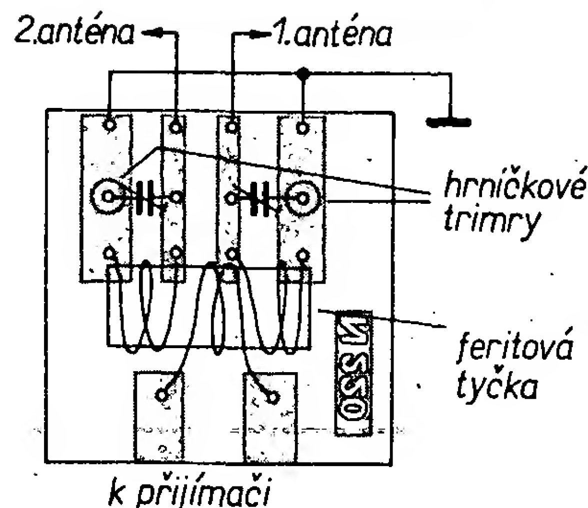
Celá subminiaturní aktivní anténa je sestavena z anténní smyčky vhodné délky, jednotranzistorového zesilovače a zpětnovazebního obvodu. Anténní smyčku reprezentuje jeden závit vodiče takového tvaru, aby vzájemná vzdálenost mezi jednotlivými body závitu smyčky byla co největší (kruh, čtverec) a aby smyčka zaujímala maximální plochu v prostoru. Délka závitu anténní smyčky je dána kmitočtem přijímaného signálu a určuje ji největší dosažitelná jakost laděného obvodu *LC* tvořeného indukčností smyčky a paralelní rezonanční kapacitou na tomto kmitočtu. Obvodová délka závitu smyčky je prakticky 0,09 vlnové délky přijímaného signálu. Přesné doladění takto vzniklého rezonančního obvodu na signál přijímaného kmitočtu vysílače zajišťuje kapacitní trimr.

Anténní smyčka společně s kapacitním trimrem tvoří laděný vstupní obvod vf předzesilovače. Aby bylo dosaženo velkého zisku na vyladěném kmitočtu, je v takto laděném předzesilovači zavedena kladná zpětná vazba, kterou se přenáší část vf zesílené energie z výstupu zesilovače na anténní rezonanční obvod. Velikost zpětné vazby se řídí změnou napájecího napětí předzesilovače.

Protože nastavení kladné zpětné vazby musí být konstantní a nezávislé na mechanických změnách vodičů, je celá anténka konstruována na desce s plošnými spoji. Rozměry této desky (celé anténky) jsou např. pro kmitočet 95 MHz pouze 105 × 75 mm. Destičku těchto rozměrů lze prakticky beze změny použít pro celé pásmo kmitočtů od 87 MHz do 100 MHz a na zvolený kmitočet doladit anténní obvod dolaďovacím trimrem. Výhodnější z hlediska mírného zvětšení zisku je pozměnit i rozměry smyčky tak, aby její délka odpovídala 0,09λ. Zpětnou vazbu v obvodu zajišťuje vhodně umístěný výstupní laděný obvod, jehož indukčnost je provedena jako plošná cívka. Vlastní anténní smyčkou je plošný závit na obvodu destičky. Výhodou této anténky je kromě extrémně malých rozměrů také velká imunita proti změně signálu, kterou vyvolá pohyb osoby v blízkosti pokojové antény.

Dále je uvedeno několik variantních zapojení této subminiaturní anténky. Na obr. 1 je základní zapojení, které lze sestavit na univerzální desce s plošnými spoji z obr. 4. Vlastní anténní smyčkou je plošný závit L_1 po obvodu destičky. Na zemním konci tohoto závitu, na propojce k zesilovači, který je uvnitř smyčky, je vpájen kapacitní trimr C_{11} 0,5 až 5 pF. Druhý vývod trimru je spojen co nejkratším kouskem vodiče s opačným koncem závitu smyčky. Rozměry desky s plošnými spoji z obr. 4 odpovídají obvodovou délkou plošného závitu L_1 rezonanci na kmitočtu 95 MHz.



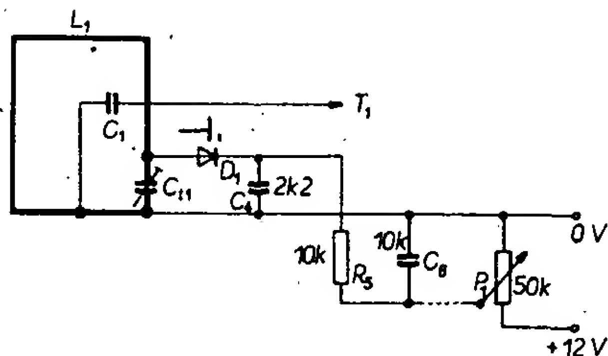


Obr. 2. Deska s plošnými spoji anténního slučovače (K206 z AR B2/76)

Indukované napětí ve smyčce plošného závitu (obr. 1) se přivádí přes odbočku a vazební kondenzátor C_1 na bázi vf zesilovacího tranzistoru T_1. Výstupní obvod s plošnou cívkou L_2 a trimrem C_{t2} na desce není v tomto zapojení připojen. Zesílené vf napětí se odvádí z kolektoru tranzistoru přes oddělovací kondenzátor C_3 souosým kabelem přímo na vstupní svorky přijímače. Zisk antény je dán ziskem rezonanční smyčky a zesílením tranzistoru T_1. Při dokonalém vyladění na přijímaný kmitočet odpovídá intenzita signálu (poměr s/š) na výstupních svorkách antény intenzitě téhož signálu, přijímaného dipólem, umístěném v témže místě jako destička antény. Výhodou antény je však to, že díky malým rozměrům ji lze umístit do libovolného vhodného místa a lze ji tak použít výhodněji než běžné typy náhražkových pokojových antén.

Při připojení antény souosým kabelem k přijímači a po připojení napájecího napětí 6 až 12 V (nejlépe 2 až 3 ploché baterie v sérii) se vyladí na přijímači žádaný vysílač; zde je nutno připomenout, že anténu v tomto zapojení lze používat jen tam, kde je jistota, že žádaný vysílač je vůbec možno přijímat. Po naladění přijímače se doladí kapacitním trimrem C_{t1} vstupní obvod na nejlepší příjem a případně se nalezne v prostoru nejvhodnější příjmové místo pro trvalé upevnění antény.

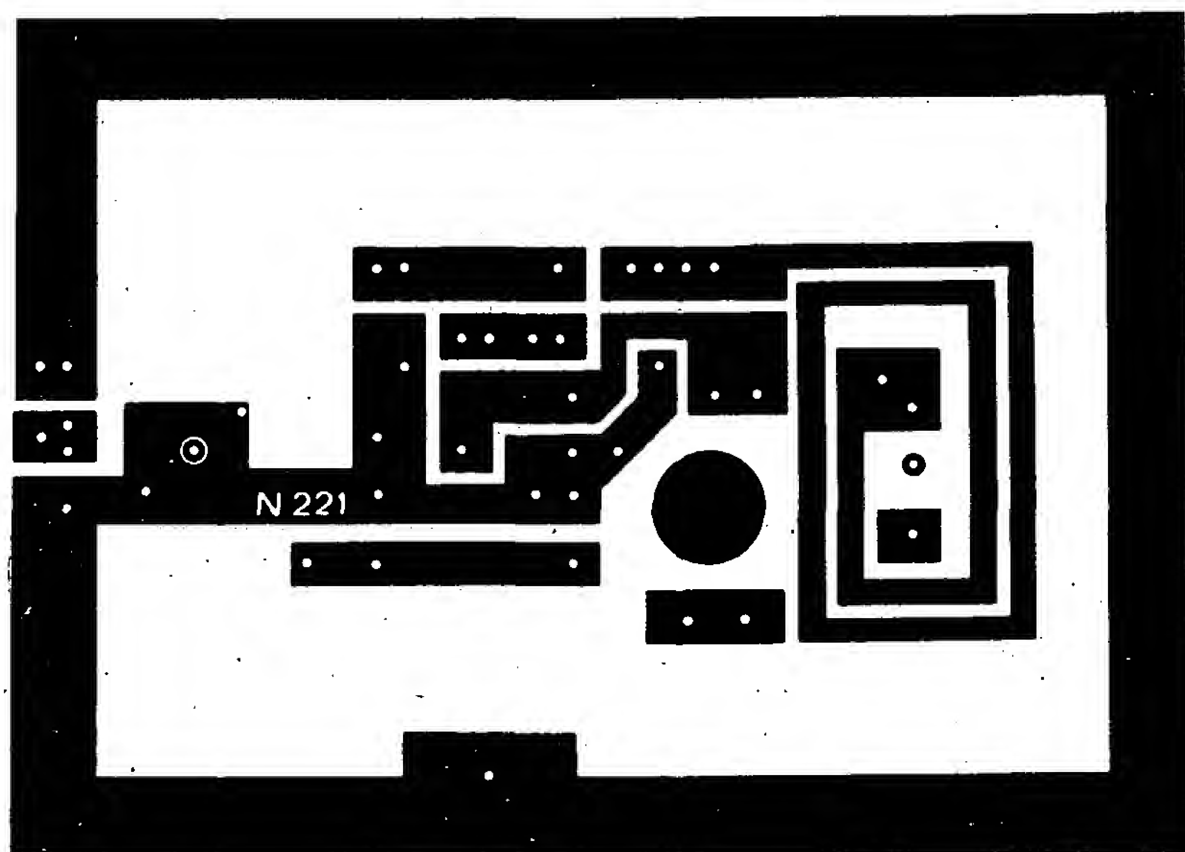
V případě, že žádáme příjem pouze dvou vysílačů kmitočtově vzdálených a dálkové přelaďování antény (viz dále) se nám jeví jako neúnosné, lze využít dvou pevně naladěných antének, instalovaných vedle sebe a připojit je přes vazební kondenzátor C_3 na jeden napáječ – souosý kabel. Na libovolný napáječ lze tyto antény připojit přes feritový slučovač. Slučovač, jehož zapojení na desce s plošnými spoji je na obr. 2, se skládá ze dvou kapacitních trimrů a feritové tyčky o průměru 8 mm, délky 20 mm, na níž jsou uprostřed dva závity drátu o ∅ 0,7 mm pro souosý napáječ a 4 závity téhož drátu pro dvojlinku, po stranách 2 × 4 závity téhož drátu. Střední vinutí je připojeno na napáječ k přijímači, obě krajní vinutí jsou připojena vnitřními vývody na výstupy z obou destiček (antének),

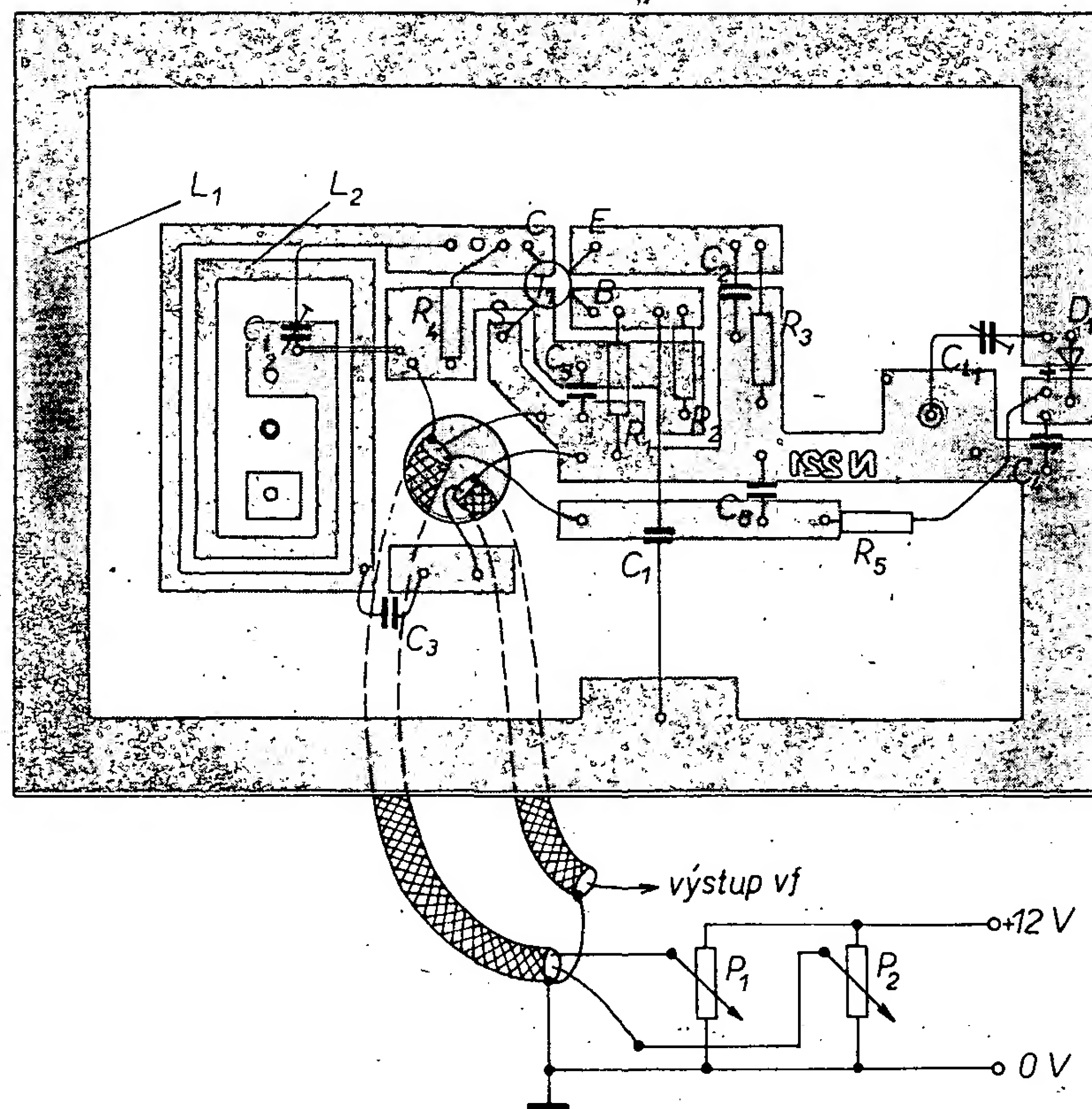


Obr. 3. Úprava anténního obvodu antény pro dálkové dolaďování

vnější vývody obou vinutí jsou propojeny a spojeny se zemním vodičem obou destiček a případně i se stínícím krytem souosého kabelu. Obě krajní vinutí musí být co nejblíže vinutí středního. Paralelně ke každému z obou krajních vinutí je připojen hrníčkový kapacitní trimr, kterým se příslušný obvod vyladí na přijímaný kmitočet, tedy na nejkvalitnější signál v přijímači.

Základní anténku lze ladit i dálkově. Desku s plošnými spoji anténky z obr. 4 lze použít pro libovolný kmitočet v pásmu od 87 MHz do 100 MHz. To dává možnost využít jí jako laděné antény k plynulému dálkovému přeladění přes celé pásmo pomocí varikapu KB109 (příp. KB105) a to úpravou vstupního obvodu. Tato úprava je na obr. 3. S uvedeným typem varikapu lze dokonce anténku na desce z obr. 4 přeladit přes obě pásma VKV a to od 66 do 100 MHz, přirozeně s výrazně větším útlumem v pásmu nižších kmitočtů, ale při příjmu místního vysílače s vyhovující intenzitou signálu. Varikap s oddělovacím kondenzátorem C_4 je připojen paralelně k dolaďovacímu trimru C_{t1} (na desce s plošnými spoji je pro něj ploška mezi konci plošného závitu). Ladicí





Obr. 4. Deska s plošnými spoji subminiaturní antény VKV (rozměry odpovídají přijímanému signálu 96 MHz)

napětí pro varikap je přiváděno přes odpor R_5 a vysokofrekvenčně blokováno kondenzátorem C_6. Ladicí potenciometr P_1 může být umístěn v libovolné vzdálenosti od anténky, je však vhodné propojit jeho vývody s anténkou stíněným kablíkem.

K napájení tranzistoru lze použít tři ploché baterie v sérii či síťový napáječ se stabilizací výstupního napětí, případně lze použít i vlastní zdroj přijímače. Toto napětí se použije pro ladění varikapu. Má-li přijímač vstupní jednotku laděnou varikapy, lze napětí pro řízení varikapů využít i k dálkovému ladění anténky. Z místa, kudy se ladicí napětí přivádí do vstupní jednotky v přijímači, se toto napětí vyvede přes odpor 0,1 MΩ stíněným vodičem přímo na desku s plošnými spoji anténky.

Při nastavení se postupuje tak, že po zapojení napájecího napětí se vyladí přijímač v okolí středu přijímaného pásma (např. mezi 93 MHz až 95 MHz) na slabší stanici a kapacitním trimrem anténního obvodu se doladí přijímaný signál na maximum. Potenciometr ladění P_1 je přitom nastaven tak, aby na varikapu bylo napětí 8 až 10 V. Také u tohoto provedení anténky platí, že je výhodné najít pro ni optimální místo v uvažovaném prostoru. Anténka je všesměrová a při dobré intenzitě pole lze přijímat i kmitočtově vzdálenější (od rezonančního kmitočtu anténního obvodu) vysílače. Desku s plošnými spoji anténky můžeme také upevnit v prostoru pomocí trubky (může být i kovová) o průměru asi 10 mm. Zhruba uprostřed desky se spoji na vyznačeném místě vyvrtáme příslušnou díru a v ní upevníme trubku dvěma maticemi nebo vlepením a příslušné vývody vedeme dutinou trubky. Desku s plošnými spoji anténky upevníme v horizontální poloze minimálně ve vzdálenosti 150 mm od nejbližších kovových předmětů.

Subminiaturní aktivní anténa plynule přeladitelná se zvětšeným ziskem

Tato anténa je na stejné desce s plošnými spoji jako anténka předchozí, má však proti ni tu výhodu, že s ní lze dosáhnout mnohem většího zisku na vyladěném kmitočtu a to dálkovým ovládáním zavedené zpětné vazby. Přitom je možno „uvolněním" této vazby částečně rozšířit přijímané pásmo, vyladit jinou stanici a opět dálkově nastavit parametry antény na největší zisk. Pro plynulé přeladění v obou pásmech VKV je opět použita kapacitní dioda – varikap KB109, který s danou anténní smyčkou a napájecím napětím 12 V je opět schopen plynule přeladit anténu od 65 do 105 MHz. Zpětná vazba se nastavuje rovněž dálkově pouze změnou napájecího napětí tranzistoru KF524 (KF525, obr. 5).

Vstupní anténní obvod s varikapem je zapojen stejně jako v předchozím případě. V obvodu kolektoru tranzistoru T_1 zůstává zapojen pracovní odpor R_4, ke kterému je však ještě paralelně připojen výstupní laděný obvod (s plošnou cívkou a kapacitním trimrem C_{12}), který slouží zároveň jako zpětnovazební vinutí s indukční vazbou na anténní smyčku. Vlivem takto zavedené zpětné vazby se zúží přenášené a zesilované pásmo a výrazně se zvětší zisk zesilovače. Celý obvod se při správném nastavení chová jako zpětnovazební vf audion. Protože cívka tohoto obvodu je konstruována jako plošná cívka na desce s plošnými spoji, je tato část obvodu, jinak velmi choulostivá na nastavení i konstrukční provedení, již pevně definována a velikost zpětné vazby a tím i šířku přenášeného pásma a zisk lze nastavit pouze změnou napětí v kolektorovém obvodu tranzistoru. To má značnou výhodu při realizaci, neboť není třeba použít další vodič k dálkovému ovládání zpětné vazby – tuto vazbu lze měnit pouze změnou napájecího napětí. Vazba musí ovšem nasazovat při takovém napájecím napětí, při němž má tranzistor již tak velké napětí mezi kolektorem a emitorem, které zaručí, že bude plně využito jeho zesílení.

Určitou drobnou nevýhodou je, že je nutno vést samostatně napájecí napětí a ladicí napětí pro varikap, čili vyvstává potřeba vést k desce antény kromě souosého kabelu ještě jeden až dva vodiče (pro jeden lze využít vnitřního vodiče kabelu). Nastavení i nalezení vhodného místa v provozu je i u této antény nutné. Při příjmu v pásmu 66 MHz až 73 MHz je ladicí potenciometr P_1 (umístěný v blízkosti přijímače společně s potenciometrem zpětné vazby P_2) vytočen do polohy, při níž je na varikapu nejmenší napětí, v pásmu 87 MHz až 100 MHz by mělo být napětí na varikapu největší. Při nastavování se běžec potenciometru zpětné vazby nastaví zhruba do středu odporové dráhy, aby bylo sice na tranzistoru dostatečné napětí pro jeho zesilovací funkci, tj. o něco více než 6 V, ale takové, aby vazba „nasadila" bez rozkmitání zesilovače. (Kapacitní trimr výstupního zpětnovazebního obvodu se nastaví na největší signál v přijímači.) Při nastavování anténního i výstupního obvodu se postupuje tak, že se nejprve vyladí na přijímači žádaný vysílač v pásmu kmitočtů 94 MHz až 100 MHz. Zde je nutno připomenout, že tato anténa je schopna při přesně vyladěném a zpětnou vazbou maximálně zesíleném signálu nahradit až pětiprvkovou anténou Yagi bez zesilovače; není-li však taková anténa schopná zachytit žádaný signál, nezachytí jej ani subminiaturní anténa. Po zachycení signálu pootočíme potenciometr P_1 tak, aby na varikapu bylo asi 10 V a nastavíme výstupní laděný obvod trimrem C_{12} na největší přenos signálu (při rozkmitání „uvolníme" potenciometrem P_2 vazbu). Stejně nastavíme trimr C_{11} ve vstupním obvodu. Po naladění obou trimrů je anténa nastavená.

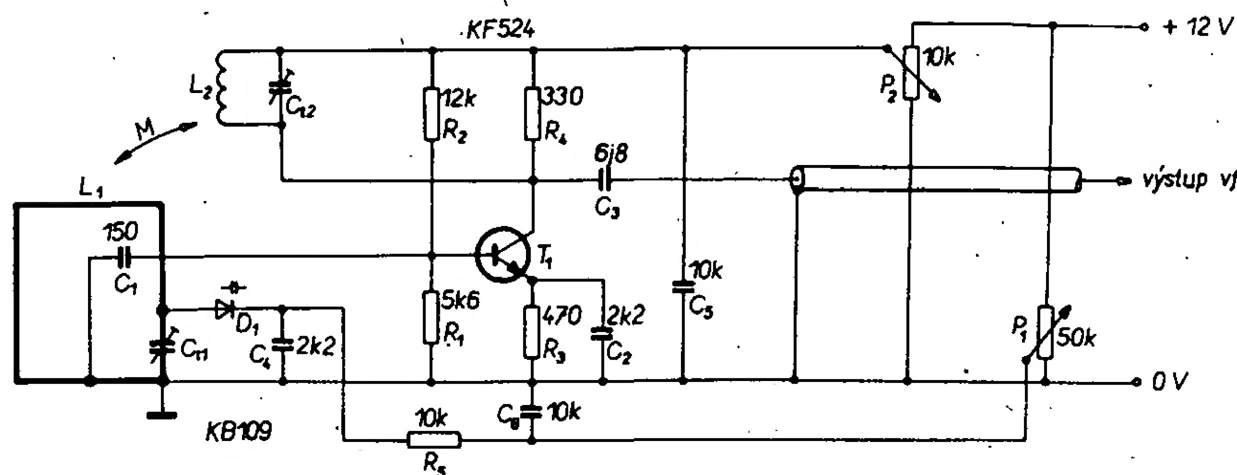
Při ladění žádané stanice postupujeme tak, že nejprve mírně „uvolníme" vazbu potenciometrem P_2 v napájení (nesmíme však příliš zmenšit napájecí napětí, neboť pak by již tranzistor zesiloval velmi špatně a vyladění vstupního anténního obvodu by bylo značně nevýrazné), vyladíme stanici na přijímači a laděním varikapu doladíme anténu na přijímaný signál. Pak pozvolným otáčením běžcem potenciometru vazby P_2 nastavíme maximální zesílení. Změna napájecího napětí při nastavování vhodné vazby má ovšem vliv nejen na zesílení tranzistoru, ale i na jeho vstupní a výstupní parametry a je proto výhodné současně mírně doladit i obvod varikapu potenciometrem P_1. Při přelaďování na jinou stanici mírně „povolíme" vazbu potenciometrem P_2, přeladíme přijímač, doladíme varikap potenciometrem P_1 a opět „přitáhneme" vazbu na max. zesílení. Anténu nastavujeme opatrně, velmi jemně a při případném přeladění do stavu rozkmitání okamžitě zmenšíme vazbu, neboť při rozkmitání anténa vyzařuje a tím i ruší v blízkém okolí příjem na vyladěném kmitočtu.

Desku se spoji subminiaturní antény je vhodné umístit do vodotěsného krytu (krabičky z plastické hmoty) a je-li anténa umístěna venku, uzemnit stínění na vhodný zemní vodič, např. bleskosvod. Má-li být anténa používána jako pokojová, pak lze velmi výhodně využít různých krabiček z plastických hmot, které jsou v různobarevném provedení běžně na trhu.

K propojení miniaturní antény s přijímačem je vhodné použít souosý stíněný kabel, aby nedocházelo k parazitním příjmům na svodovém vodiči. Plášť kabelu – stínění – musí být vhodně uzemněn v přijímači. Má-li přijímač vstup pouze pro dvojlinku 300 Ω, pak je vhodné použít impedanční transformátor (např. z účastnické šňůry pro společný rozvod, které jsou běžně v prodeji). Zemní vodič je nejvýhodnější vyvést z místa co nejblíže vstupní jednotky přijímače.

Anténu se zpětnovazebním obvodem lze rovněž konstruovat jako pevně nastavitelnou na signál jednoho přijímaného kmitočtu, ať již v pásmu 66 až 73 MHz či 87 až 100 MHz. Pak se místo potenciometru zpětné vazby zapojí odporový trimr a to přímo na desku s plošnými spoji a není nutno vést zvláštní vodič pro napájení, nýbrž lze využít k napájení souosý kabel. Zapojení desky s plošnými spoji s tímto napájením pro pevně nastavitelný kmitočet je na obr. 6. Má-li být anténa naladěna na určitý kmitočet v pásmu 66 MHz až 74 MHz, pak jsou její rozměry dány touto deskou. Pro pásmo 87 až 100 MHz jsou rozměry podle obr. 4. Pro naše pásmo VKV je paralelně ke kapacitnímu trimru C_{11} připojen ještě kondenzátor 10 pF. Výhodnější je použít hrníčkový trimr, pak odpadne přídavný kondenzátor a nastavení je i snazší. Zhotovujeme-li si desku se spoji sami, pak je výhodné pro určitý pevně daný kmitočet vypočítat délku středu závitu plošné anténní smyčky tak, aby byla rovna 0,09λ.

Před definitivní instalací subminiaturní antény najprve předběžně nastavíme její rezonanční obvody. Na vstup přijímače se připojí společně s odbočkou pro stejnosměrné napájení souosý kabel, který poslouží i jako napáječ. Elektrickou odbočku tvoří dvě tlumivky (obr. 6) Tl_1 a Tl_2, jedna zapojená na destičce, druhá u vstupu do přijímače. Tlumivky a vazební kondenzátory oddělují stejnosměrný obvod napájení od obvodu vysokofrekvenčního. Tlumivky jsou navinuty na trubičce o průměru 6 mm drátem 0,2 mm a mají každá 25 závitů. Na tlumivku u přijímače se připojí kladný pól napájecího napětí 12 V, na plášť souosého kabelu záporný pól. Běžec odporového trimru se nastaví zhruba do poloviny odporové dráhy. Kapacitní trimr C_{11} ve vstupním obvodu se nastaví při ladění v pásmu 66 MHz až 73 MHz na



Obr. 5. Zapojení antény s dálkovým laděním a zpětnovazebním vinutím

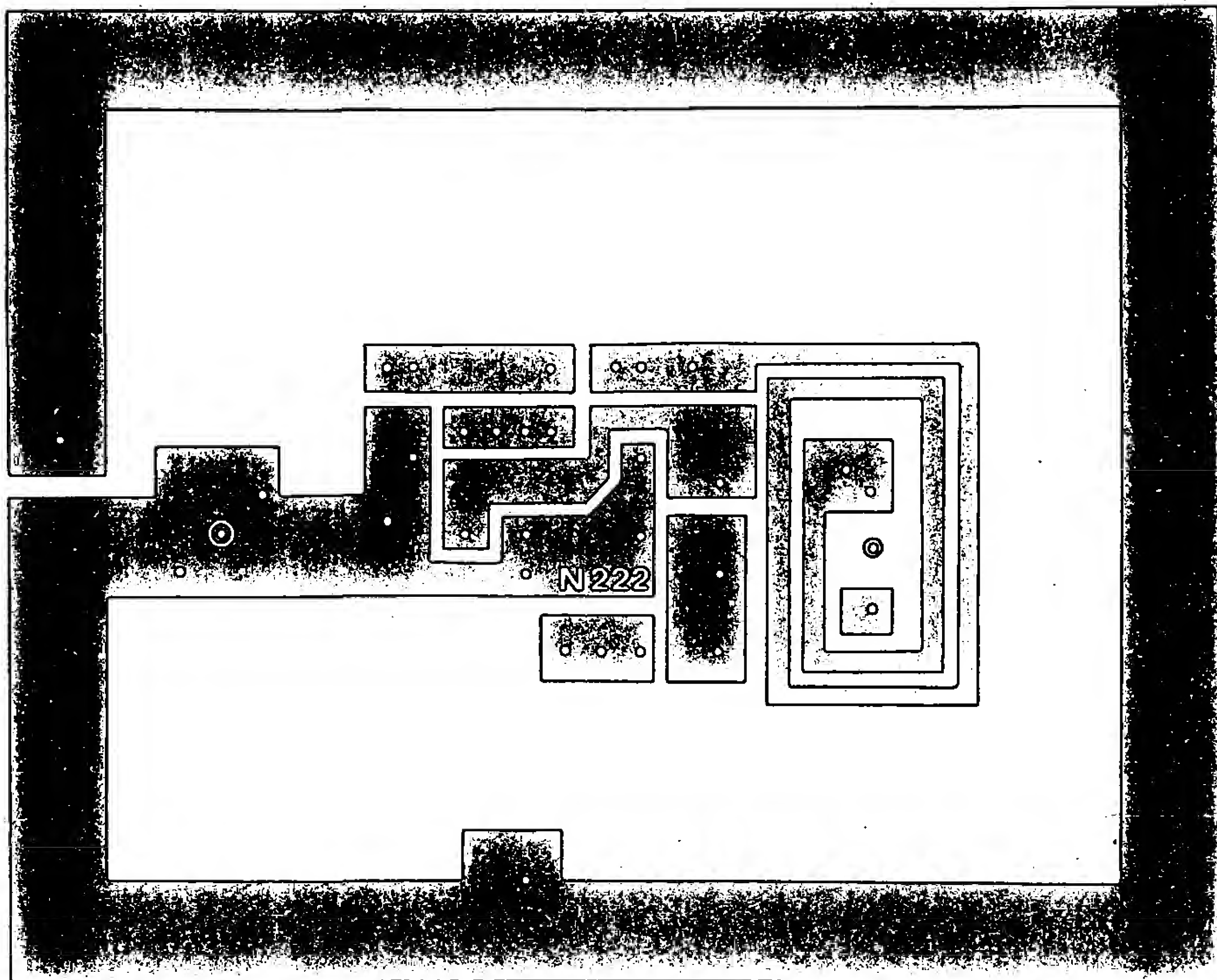
maximální kapacitu (je tedy „zašroubován“), při ladění v pásmu 87 MHz až 100 MHz na minimální kapacitu. Na přijímači se vyladí příslušná stanice. Měla by být znatelně slyšitelná. Nyní se nastaví výstupní obvod antény kapacitním trimrem C_{t2} výstupního obvodu tak, aby byl signál stanice co nejsilnější. Stejným způsobem se nastaví i kapacitní trimr C_{t1}. Zpětnou kontrolou se ještě zjistí, jsou-li oba ovody nastaveny na maximální přenos signálu. Izolovaným šroubovákem se pozvolna otáčí odporovým trimrem; signál přijímané stanice se v důsledku zaváděné vazby zesiluje, až v určitém okamžiku nasadí oscilace, což se projeví ztrátou signálu stanice a příjmem krátkovlnných, případně blízkých VKV stanic.

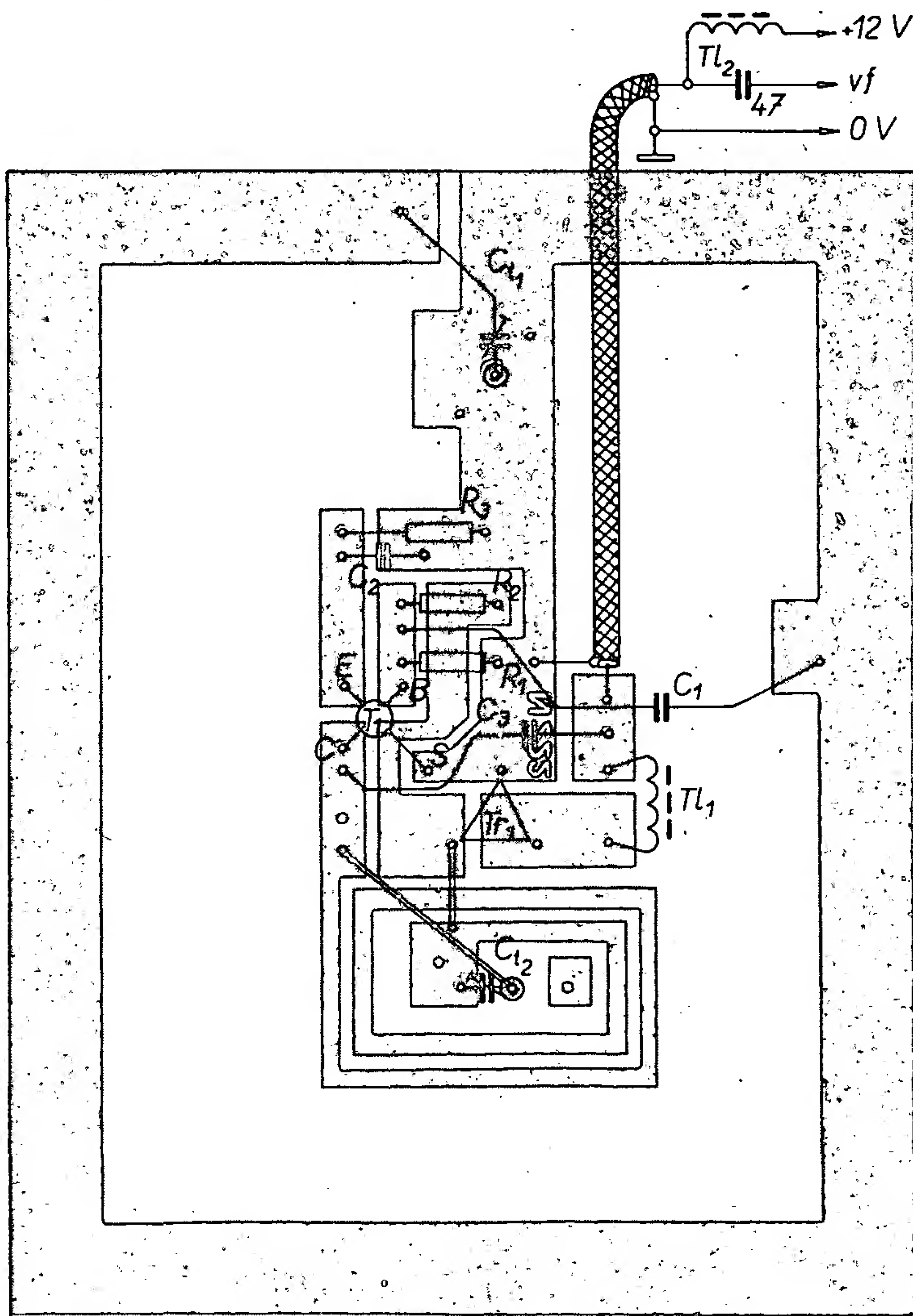
Požaduje-li se co nejsilnější signál jedné stanice, nastaví se trimr těsně před bod rozkmitání. Je-li žádána větší širokopásmovost i za cenu určité ztráty zisku, zmenší se stupeň vazby změnou polohy běžce trimru. Před konečnou instalací této antény např. v místnosti (ale i venku) se opět musí nalézt nejvhodnější místo z hlediska největší intenzity přijímaného signálu. Někdy stačí i umístění pouze o několik desítek cm a změna velikosti výstupního signálu je již výrazně patrná.

Při různých manipulacích s výše uvedenými typy antén v bytě (4. patro novostavby) bylo zjištěno, že se intenzita pole i velmi vzdálených vysílačů (v Praze vysílač z NSR ve vyhovujícím „stereu“) výrazně zvětší v těsné blízkosti ústředního topení, případně i jiné instalace z kovových trubek. Při ověřování nejvhodnějšího umístění je třeba mírně zmenšit stupeň vazby, neboť při změnách intenzity signálu je nebezpečí, že se zesilovač antény rozkmitá. Všechny tři proměnné prvky se nastaví na optimum až po konečné instalaci na nejvhodnějším místě v prostoru.

Nelze-li umístit anténu ve vhodné vzdálenosti od instalačního rozvodu v místě optimálního příjmu, je možno, jak bylo experimentálně zjištěno, použít vhodnou vazební smyčku a s její pomocí převést signál na anténu, umístěnou i na vzdálenějším místě. Tato vazební smyčka leží ve stejné rovině s anténní smyčkou a je ve vzdálenosti 25 mm od každé strany anténní smyčky. Smyčka může být stočena z měděného drátu o průměru 1,5 až 2 mm, případně může tvořit plochý závit o šířce 10 mm na zvětšené desce se spoji antény. Rozměry destičky se tak zvětší o 50 mm na každé straně. Uzavřená vazební smyčka tvořící závit nakrátko je propojena měděným vodičem s domovní instalací. Při obvodové délce smyčky 0,2λ je přenos signálu největší, druhé, podstatně méně výrazné maximum je při obvodové délce smyčky 0,6 λ.

Z výše uvedených popisů je zřejmé, že lze konstrukční řešení antény ještě dále měnit, stejně jako lze měnit způsoby instalace díky velmi malým rozměrům a možnosti do určité míry volit i výstupní impedanci změnou výstupního obvodu. Vzhledem k miniaturnímu a mechanicky stabilnímu provedení je možno s popisovanou anténou dále experimentovat (řadit antény do anténních řad aj.) a dosáhnout tak ještě výraznějších výsledků v dálkovém příjmu.





Obr. 6. Deska antény pro příjem signálů v okolí 70 MHz, napájecí napětí se vede po souosém kabelu. Tl_1 a Tl_2 jsou tlumivky, navinuté na průměru 6 mm drátem o Ø 0,2 mm CuL, počet závitů je 25. Odporový trimr je 15 kΩ

Aktivní anténní smyčka ve štěrbinovém reflektoru

V lit. [18] je podrobnější zmínka o možnosti, jak zvětšit účinnost velmi výkonné antény typu Swan (o více než 3 dB) využitím štěrbinového reflektoru. Tento reflektor však lze použít i pro zvětšení účinku antén typu Yagi a velmi výhodně i pro výše uvedenou subminiaturní aktivní anténu. U této antény lze navíc dosáhnout použitím upraveného štěrbinového reflektoru výhodné směrové charakteristiky. Protože použití

štěrbinového reflektoru pro zvětšení účinnosti rovinných anténních řad je doposud méně známé, je dále podrobnější rozbor činnosti a popis funkce.

Štěrbinový reflektor je do jisté míry svými elektrickými vlastnostmi rovnocenný štěrbinové anténě, známé již řadu let. Princip vyzařování štěrbinové antény je dán ohybem vlnění na otvoru v nekonečně veliké a dokonale vodivé desce. Má-li vodivá deska konečné rozměry, je pole vyzařované štěrbinou ve všech směrech v rovině desky nulové. Nenulové pole se nachází v prostoru kolmém na rovinu desky. Pro nekonečně velkou desku má vyzařovací diagram v této horizontální i vertikální rovině tvar široké osmičky. Má-li být potlačeno zadní vyzařování, je třeba uzavřít štěrbinu ze zadní strany desky vodivou dutinou.

Pro kruhovou desku konečných rozměrů se štěrbinou uzavřenou z jedné strany vodivou dutinou jsou na obr. 7 (převzato z lit [20]) diagramy záření pro různé průměry vodivé desky. Tato deska může mít i pravoúhlé rozměry, případně může být i zakřivená. Zvláštním případem je štěrbinová anténa s deskou stočenou do tvaru válce. Při zvětšování průměru válce působí vnitřní část jako vodivá dutina a mění tak předozadní vyzařovací charakteristiku antény. Pro různé průměry válce jsou na obr. 8 zakresleny vyzařovací diagramy.

Nejjednodušším případem štěrbinové antény je úzká štěrbina délky $\lambda/2$ vyříznutá v rovinné vodivé desce. Z teorie vyzařování úzké štěrbiny vyplývá, že její vyzařování odpovídá vyzařování magnetického dipólu, jemuž opět odpovídá vyzařování komplementárního elektrického dipólu. Protože vektor magnetického pole je otočen o 90° proti vektoru elektrického pole v elektromagnetickém prostředí, má tato štěrbina obrácenou polaritu proti běžnému dipólu při zachování stejného diagramu záření. Štěrbinová anténa musí být tedy při běžné horizontální polarizaci instalována vertikálně. Tak jako elektrický dipól pracuje s elektrickou složkou elektromagnetického pole, tak štěrbina rezonuje v rovině magnetické složky elektromagnetického pole, které jsou k sobě vzájemně natočeny o 90°. Proudy tekoucí na povrchu rovinné desky jsou rozloženy vpředu i vzadu od štěrbiny, přičemž největší proudová hustota je v ose kolmé na délku štěrbiny. Proudy tekoucí na okraji štěrbiny budou úměrné intenzitě magnetické složky elektromagnetického pole vysílače, ve kterém se deska nachází, a které je kolmé ke směru toku proudů v desce. Na vyzařování se podílejí zejména proudy tekoucí v nejbližším okolí štěrbiny.

Štěrbina s větší šířkou bude pro stejný rezonanční kmitočet kratší a bude mít větší impedanci. Je-li jedna strana štěrbiny uzavřená vodivou dutinou, zdvojnásobí se odpor záření (nyní již jen v jednom směru) pro všechny kmitočty. Impedance u štěrbiny uzavřené dutinou dosahuje až 1000 Ω, lze ji zmenšit použitím skládané štěrbiny. Skládaná štěrbina je magnetickým ekvivalentem skládaného elektrického dipólu, a je provedena jako přídavný pásek uvnitř štěrbiny. Tak jako skládaný dipól zvětšuje svoji impedanci čtyřnásobně proti jednoduchému dipólu, tak také skládaná štěrbina zase naopak zmenšuje impedanci obyčejné štěrbiny na čtvrtinu.

Podle lit. [18] lze štěrbinové antény využít ke zpětnému vyzáření přijaté energie štěrbinou. Je-li v blízkosti anténní systém, zvětší se na něm úroveň přijímaného signálu. Lze tedy štěrbinové antény bez napáječe využít jako odražného reflektoru (štěrbinový reflektor) ke zvětšení účinku antény. Pro štěrbinový reflektor, u něhož vlastní štěrbina působí jako zdroj vyzařující přijatou vf energii, je podle lit. [18] nejvhodnější štěrbina o délce $0{,}257\lambda$ a šířce $0{,}05\lambda$, umístěná ve středu čtvercové kovové desky o rozměrech $1 \times 1\lambda$. Místo kovové desky může být i použita drátěná síť s oky nejvýše $0{,}002\lambda$, aby nedocházelo k „prozařování". Uvnitř této štěrbiny se nachází páskový kovový vodič, kterým se mění štěrbina ve skládanou štěrbinu s impedancí přizpůsobenou impedanci vlastní antény. Změnou délky páskového vodiče od 0,22 do $0{,}25\lambda$ lze nastavit takovou impedanci štěrbinového reflektoru, že výsledná impedance celého anténního systému se může nastavit v rozmezí od 37,5 do 375 Ω. Požadovaná šířka pásku ve štěrbině se určí podle vzorce pro výpočet impedance nesymetrického páskového vedení

$$Z = 60 \ln \left(\frac{8}{\pi} \frac{d}{b} \right),$$

kde d je šířka štěrbiny a b šířka pásku.

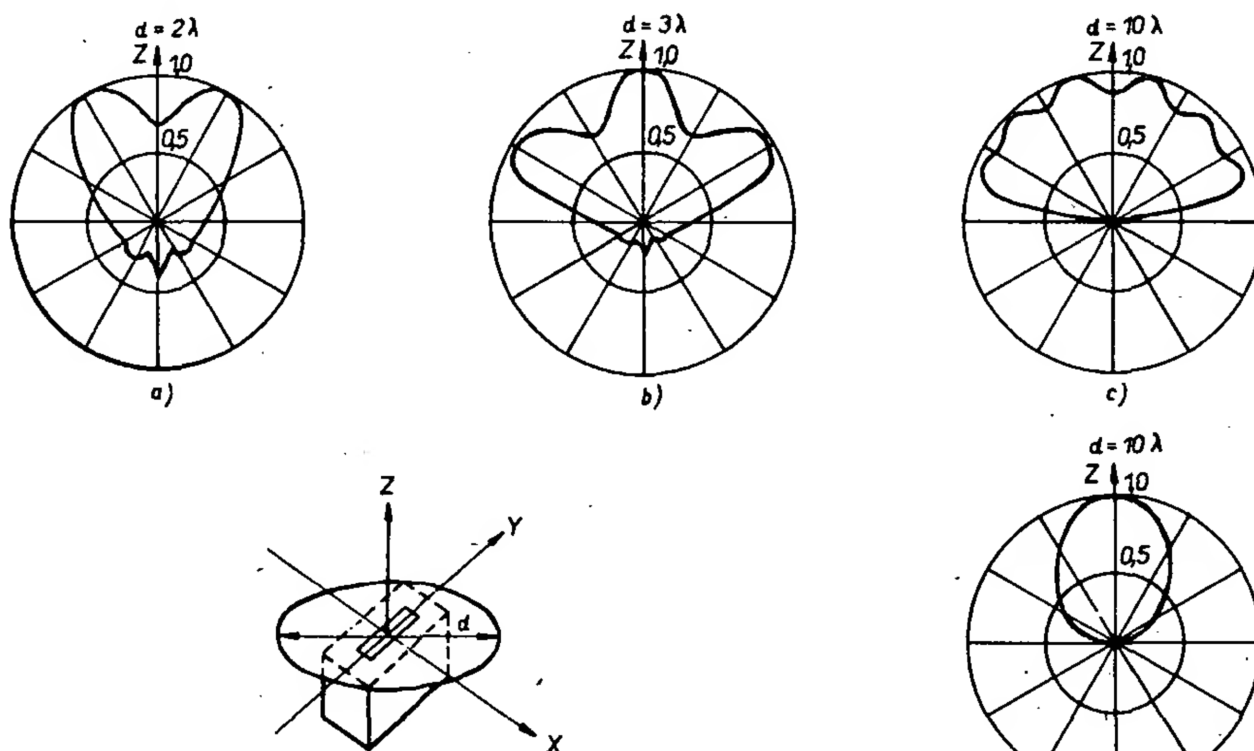
Vhodnou úpravou pásku ve štěrbině lze, podle výše zmíněného článku, dosáhnout u celé antény tak vynikajícího činitele stojatého vlnění, že v pásmu ± 15 % od středního kmitočtu nepřesáhne jeho velikost 1,225, čímž se do značné míry zmenší i ztráty zpětným vyzařováním antény.

U štěrbinové antény se obyčejná štěrbina napájí napáječem o příslušné impedanci do středu štěrbiny na její delší protilehlé strany. U skládané štěrbiny je napáječ připevněn rovněž ve středu delší strany štěrbiny a to jedním vodičem (případně zemním vodičem) a druhý vodič je připevněn ve stejném místě na páskovém vodiči.

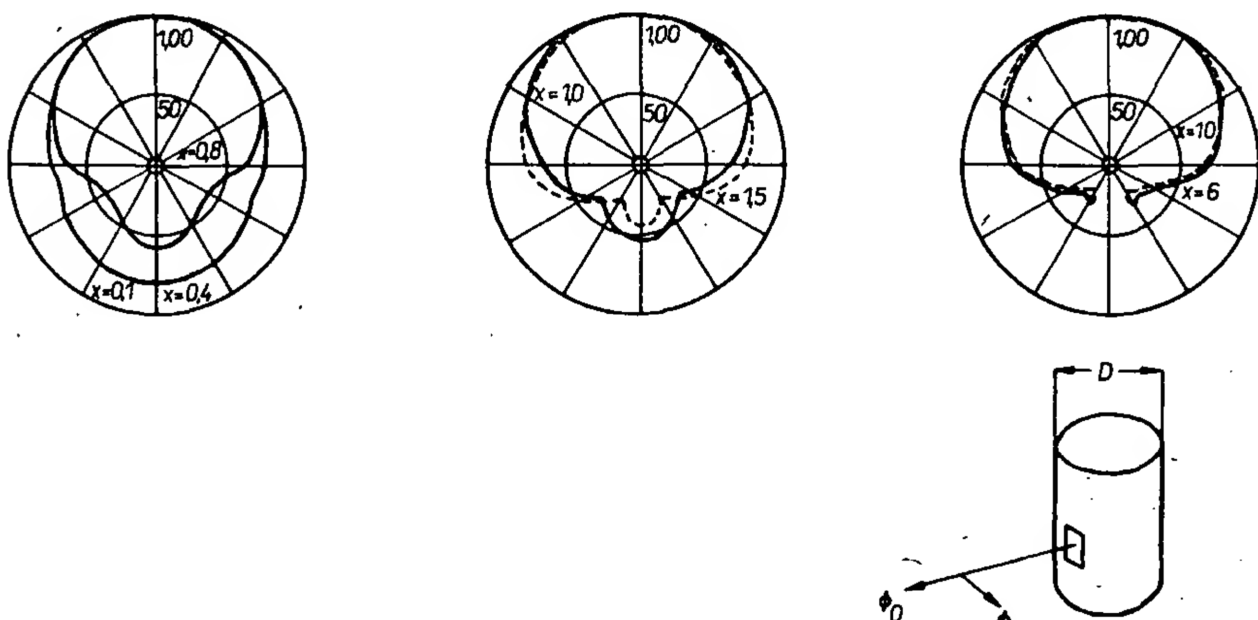
Zvětšená intenzita magnetického pole ve štěrbině plošné štěrbinové antény či reflektoru a vlastnosti páskové skládané štěrbiny byly podnětem k odzkoušení štěrbiny ve vodivé desce jako sekundárního zdroje přijaté vf energie pro subminiaturní smyčkovou aktivní anténu (dále jen smyčková anténa), popisovanou v předchozí části.

Z teorie smyčkových antén (lit. [19]) je známo, že malá smyčka s obvodovou délkou menší než λ má pro daný kmitočet velmi malý odpor a proto jí protéká konstantní proud. Projevuje se tudíž jako elementární magnetický dipól, neboť smyčka působí ve svém okolí jako malá cívka v elektromagnetickém poli a navzájem co do orientace zaměněnou elektrickou a magnetickou složkou. Je-li obvod smyčky menší než $0{,}3\lambda$, je indukované napětí v přijímací smyčce dáno pouze velikostí magnetické složky elektromagnetického pole, působící v blízkém okolí této smyčky. Polohová orientace smyčky nacházející se v tomto poli musí vyhovovat skutečnosti, že v ose smyčky, vedoucí konstantní proud, je pole nulové a pole maximální s kruhovým vyzařovacím diagramem je v rovině této smyčky.

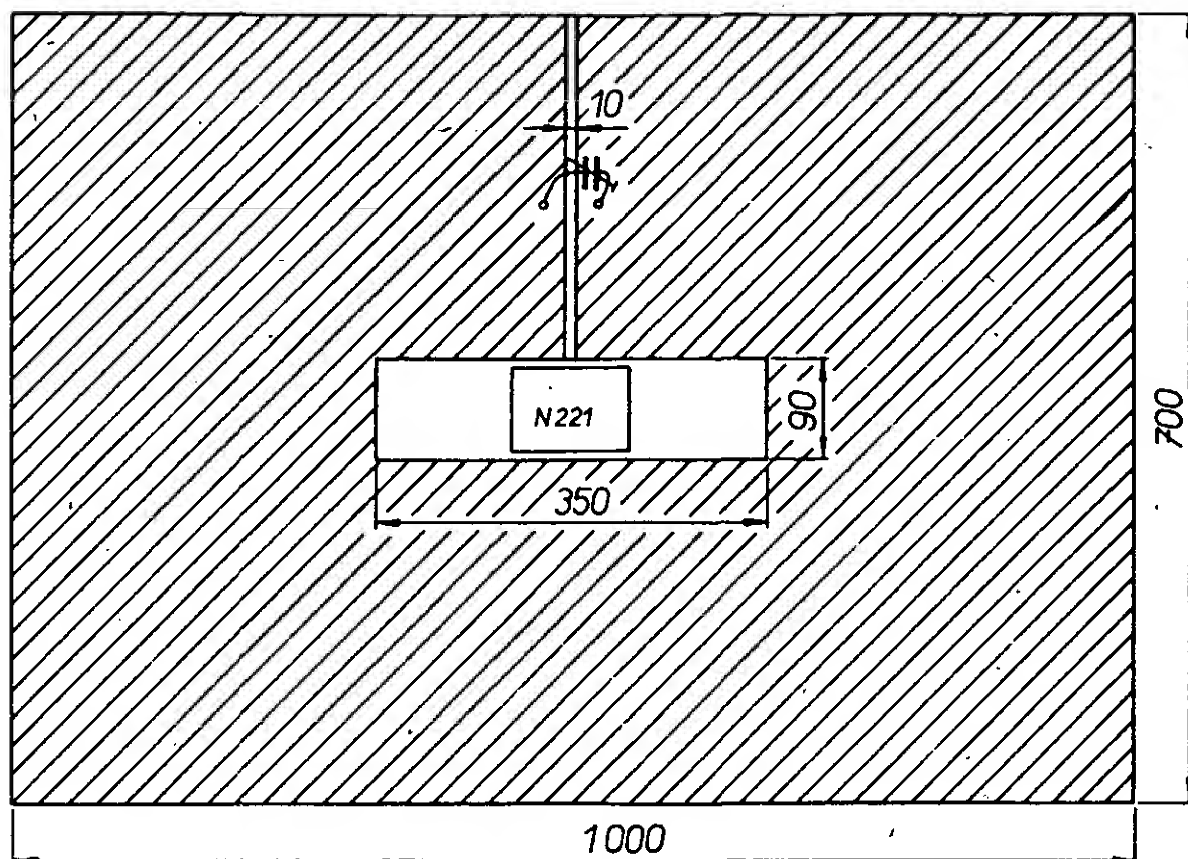
Použijeme-li tedy místo páskového vodiče uvnitř štěrbiny v desce z magneticky vodivého materiálu smyčkovou anténu, indukuje se v ní vf energie, jejíž velikost je do určité míry úměrná ploše desky. Nevýhodou tohoto uspořádání však je, že plocha desky musí být souměřitelná s délkou vlny, případně ještě rozměrnější. Pokud je možno realizovat takovou anténu (např. využitím plechové střechy), je třeba vzhledem k impedančnímu přizpůsobení smyčkové antény upravit velikost štěrbiny a rovněž experimentálně odzkoušet nejvýhodnější polohu odbočky na



Obr. 7. Diagram záření půlvlnné štěrbiny; a, b, c – v rovině x, y, d – v rovině y, z d)



Obr. 8. Diagram záření podélné štěrbiny na kruhovém válci (pro různé průměry D) v rovině Φ, $x = \pi D/\lambda$



Obr. 9. Plošný laděný závit uprostřed s deskou Antény (A) z obr. 4 či 5

smyčce. Protože však poměr mezi obvodovou délkou štěrbiny a obvodovou délkou anténní smyčky je dosti značný, je třeba hlavně odzkoušet délkový rozměr štěrbiny, aby impedanční přizpůsobení zajistilo minimální odrazy a tím i minimální ztráty zpětným vyzářením přijaté energie.

Smyčková anténa ve štěrbině nemagnetické desky a plošného dipólu

(Patentová přihláška č. 6043-78)

Podstatně efektivnější způsob umístění smyčkové antény ve štěrbině ploché desky než byl výše uveden byl autorem zjištěn a prakticky ověřen řadou experimentálních měření. Jde o plochou, částečně dělenou (viz dále) desku z magneticky nevodivého kovu s vhodně řešenou štěrbinou uprostřed, která některými svými vlastnostmi připomíná štěrbinovou anténu, je však mnohonásobně menší i při zachování velkého zisku. Kovová deska vytváří kolem štěrbiny plošný závit, který je přídavným kondenzátorem vylaďován do rezonance na přijímaném kmitočtu.

Výsledný zisk antény je dán až do určité velikosti ploché desky jejími rozměry. To znamená, že při použití desky s menší plochou, než jaká je uvedena dále, se dosáhne menšího zisku. Pokusy s větší deskou, než jaká je uvedena, již autor neprováděl. Deska může mít buď tvar čtverce nebo vertikálního či horizontálního obdélníku (vzhledem k délkovému rozměru štěrbiny). Zvláštním případem této desky zaujímající minimální plochu v prostoru a vykazující velmi dobrý zisk je plochý horizontálně polarizovaný (u horizontální polarizace) půlvlnný dipól. Uprostřed plochy desky či dipólu je štěrbina, jejíž podélný rozměr je závislý na přijímaném kmitočtu a na rozměrech a geometrickém tvaru desky. Jedna z obou delších stran desky je nad štěrbinou přerušena mezerou až po okraj desky. Deska tak vytváří kolem štěrbiny plošný závit. Orientace štěrbiny i mezery v plošné desce i dipólu je patrná z obr. 9 a 10.

Šířka mezery svou velikostí působí jako kapacita mezi konci plošného závitu a vylaďuje takto vzniklý obvod *LC* do rezonance. Protože tvar desky i mezery má vliv na velikost této kapacity, je výhodné zapojit mezi konce plošného závitu kapacitní trimr, kterým se potřebná kapacita nastaví tak, aby byl výsledný přijímaný signál co největší. Celá plocha desky musí být z nemagnetického materiálu a to buď z mědi nebo z hliníku. Vynikajícím způsobem se osvědčila hliníková fólie – alobal – nalepená na vhodné izolační nenavlhavé podložce. Případně, jak bude ještě uvedeno, lze střední část zhotovit z měděné fólie společně se smyčkovou anténou, např. z kuprextitu a zbylé plochy udělat z hliníkové fólie. Plocha desky nemusí být nutně rovná, mírné zkroucení či různé nerovnosti nejsou na závadu, pokud se kovové části vzájemně nedotýkají.

Šířka štěrbiny není přísně kritická, je však nutné, aby podélné okraje štěrbiny (vnitřní strana závitu) byly v blízkosti podélných okrajů anténní smyčky, čili mezeru mezi okraji destičky smyčkové antény a okraji štěrbiny volíme maximálně 2 až 3 mm. Pokud je impedanční přizpůsobení správné, je největší přenos vf energie tehdy, je-li destička antény v rovině s plochou desky. Pokud tomu tak není, je přenos největší tehdy, je-li destička smyčkové antény vně štěrbiny a ve směru k vysílači (na druhé straně desky je přenos poněkud menší). Takto, vně štěrbiny, umístit destičku smyčkové antény je konstrukčně obtížné, výhodnější je upravit vstupní impedanci anténní smyčky tak, aby byl maximální přenos energie právě v rovině plochy desky, která tak může být případně zhotovena z jednoho kusu kuprextitu. Úprava spočívá ve změně polohy odbočky na anténní smyčce pro napájení báze tranzistoru. Nejvýhodnější polohu je vhodné odzkoušet až při uvádění do provozu.

Štěrbina je v plošné desce situována svou delší stranou v souladu s danou polarizací, tedy při horizontální polarizaci je delší strana vodorovná. Celá anténa je svou plochou směrována vertikálně na vysílač kolmo na směr šíření elektromagnetických vln, na rozdíl od samostatné smyčkové antény, u níž je deska s plošnými spoji, nesoucí vlastní anténní smyčku, orientována při příjmu horizontálně polarizovaného signálu v prostoru horizontálně.

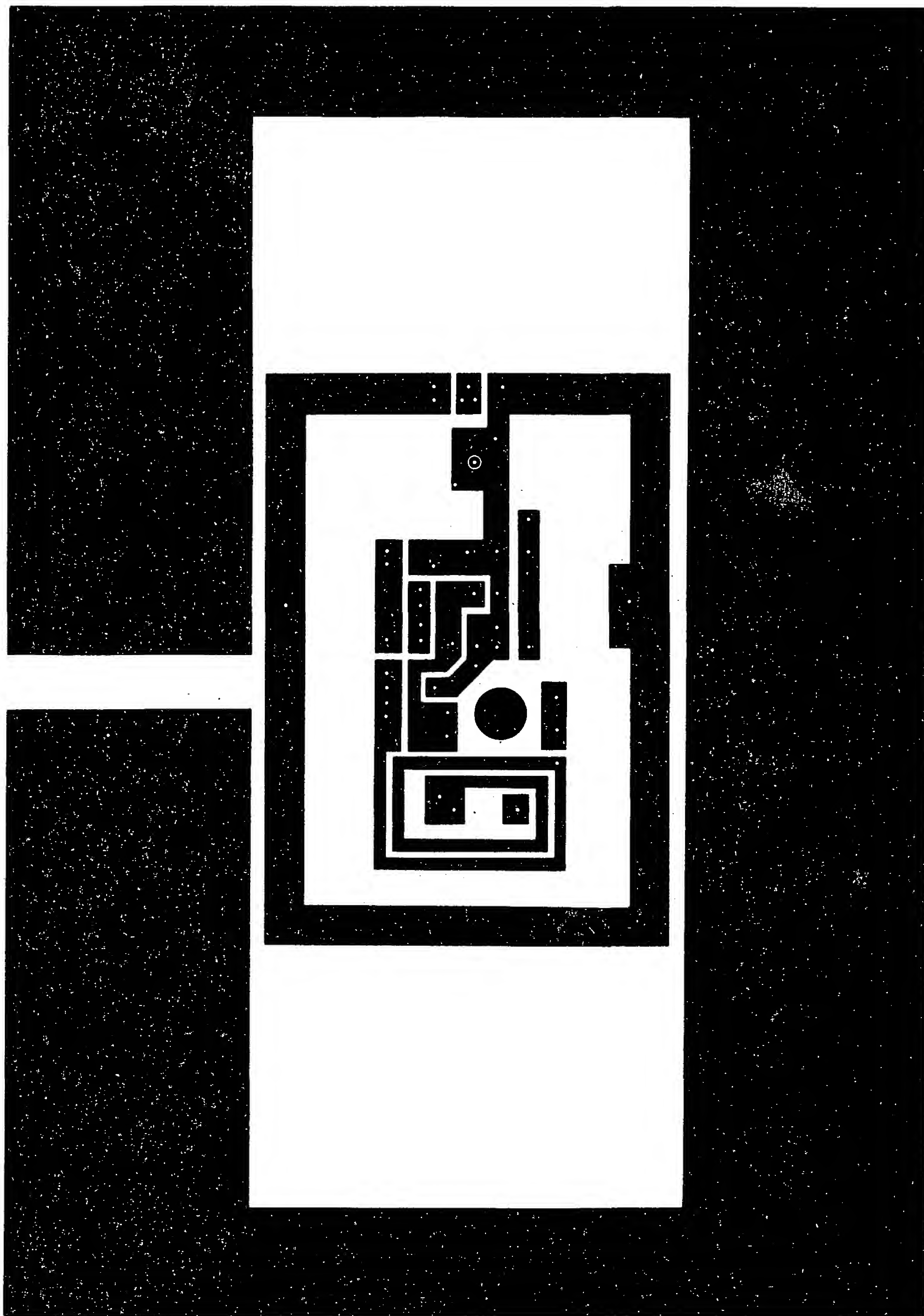
Při ověřování účinnosti a nejvhodnějších rozměrů této ploché desky se štěrbinou i plochého dipólu byly všechny údaje měřeny měřicím přijímačem Eddystone 990 R s rozsahem 27 až 240 MHz s citlivostí 2,6 µV pro odstup s/š 26 dB na anténním vstupu 70 Ω. Měření probíhalo na kmitočtu 94,4 MHz (vysílač Bayern III) ve 4. patře osmipatrového domu v Praze (na Spořilově) v úrovni okna ve směru na vysílač. Referenční dipól umístěný v tomto místě dodával na vstup měřicího přijímače signál mírně kolísající úrovně, a to asi 1 až 1,5 µV, což je dáno dálkovým šířením, lomem a rozptylem v atmosféře. Odstup s/š se pohyboval kolem 12 až 15 dB. Signál 94,4 MHz byl přijímán současně i „chlumeckou" desetiprvkovou anténou (typ 090G – BL pro horizontálně polarizovaný signál), upevněnou na čtyřmetrovém stožáru, umístěném na střeše zmíněné budovy a zesilován jednostupňovým zesilovačem se ziskem asi 12 dB a veden 30 m dlouhým souosým kabelem k přijímači. Úroveň tohoto signálu na svorkách přijímače byla 180 µV při poměru s/š 46 dB. Signál 94,4 MHz, přijímaný samotnou smyčkovou anténkou, upevněnou uprostřed okna, s optimálně nastavenou vazbou, poskytoval na vstupu přijímače úroveň mezi 60 až 80 µV při vzrůstu šumové hladiny na úroveň, která odpovídá poměru s/š 35 d/B. Citlivost přijímače i úrovně takto i dále uvedených přijímaných signálů byly ověřovány dvěma vf generátory Marconi a RFT 2006 (oba pro rozsah kmitočtů 10 až 240 MHz). Údaje jsou zde uvedeny pro porovnání úrovně signálu, který byl získán z antény s plošnou deskou (dipólem) rovněž umístěnou v prostoru zmíněného okna (viz dále).

Z konstrukčního hlediska si popíšeme dvě základní varianty řešení desek, a to jedné o rozměrech 70 × 100 cm, druhé jako plošného dipólu o délce $\lambda/2$. Na obr. 9 je zobrazena plochá deska i s udanými rozměry štěrbiny a mezery. Deska smyčkové antény je umístěna ve štěrbině uprostřed a to tak, aby „živý" konec smyčky ležel na té straně štěrbiny, ze které vychází mezera (viz desku s plošnými spoji na obr. 10). Destička smyčkové antény je do štěrbiny buď vlepena, nebo je celý střed zhotoven, jak již bylo poznamenáno, z jednoho kusu kuprextitu (obr. 10). Šířku mezery mezi konci plošného závitu je vhodné udělat raději o něco větší, aby vlastní kapacita okrajů závitu byla minimální. Kapacitní trimr nejlépe hrníčkový o kapacitě 0,5 až 30 pF se zapojí mezi oba konce plošného závitu (přes mezeru). Vytvoří se tak laděný rezonanční obvod, který se trimrem vyladí na přijímaný kmitočet. Tímto nastavením se ovlivňuje nasazení vazby, kterou je třeba úměrně „uvolnit" potenciometrem.

Po pečlivém nastavení štěrbiny a při přesném doladění rezonančního kondenzátoru i nastavení odbočky na anténní smyčce lze s plošnou deskou těchto rozměrů dosáhnout zvětšení zisku smyčkové antény až čtyřnásobně. Při pokusném měření s optimálně nastavenou vazbou byl na vstupu do přijímače naměřen signál (94,4 MHz) o úrovni 200 µV s hladinou šumu zvýšenou na úroveň 2 µV, tedy poměr s/š 40 dB.

Použije-li se v zapojení místo tranzistoru KF525 vhodný dvoubázový MOSFET, lze šumové poměry na výstupu z antény dále zlepšit. Zapojení obvodu s tranzistorem 3N140 je na obr. 11. Na desce podle obr. 10 je použito toto zapojení; na desku lze ovšem

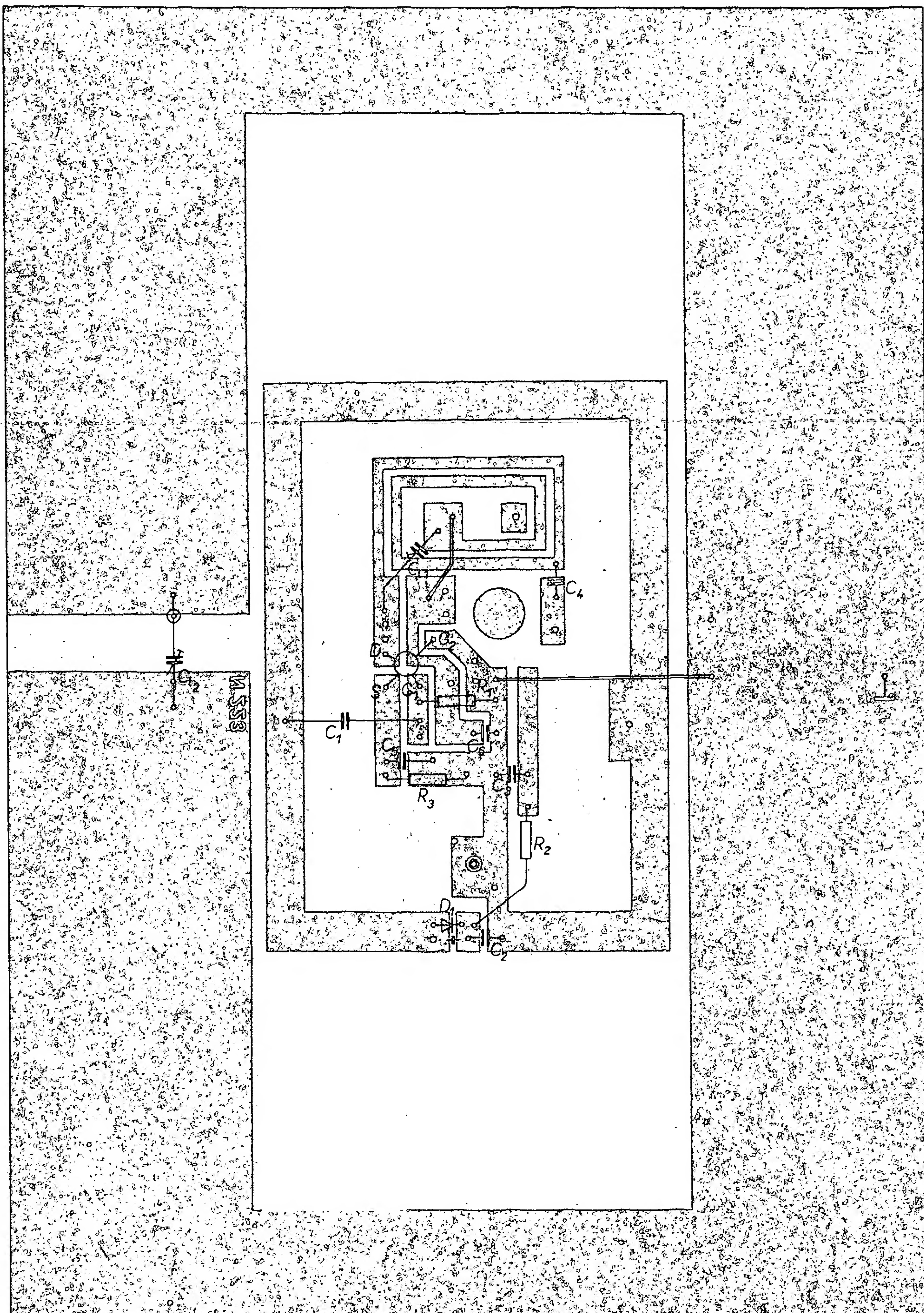




Obr. 10. Deska s plošnými spoji laděného závitu (střední část dipólu (pro 94,4 MHz) Osazená deska je na str. 90

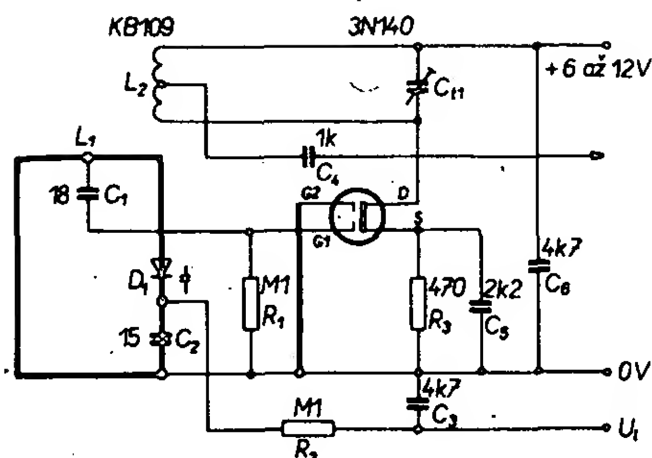
bez úprav spojového obrazce zapojit i obvod antény z obr. 4 s tranzistorem KF525.

Při pokusných sestavách s plošnou deskou se však nejlépe osvědčil jak co do prostorového rozložení, tak i co do zisku plošný půlvlnný dipól zobrazený na obr. 12. Šířka (0,05λ) a délka (λ/2) dipólu mají vliv na velikost delší strany štěrbiny a ovlivňují



Obr. 10a. Osazená deska N 223

i kapacitu v mezeře. Intenzita signálu se pohybovala při velmi těsném nastavení zpětné vazby u tohoto dipólu okolo 230 μV s úrovní šumu mimo stanici 2 až 2,3 μV. Šířka pásma přijímaného anténou se zúžila na 150 kHz. Výhodou tohoto provedení je, že „povolením" zpětné vazby lze bez dolaďování proladit na přijímači celé pásmo, neboť zisk se i s „volnější" zpětnou vazbou pohybuje mezi 6 až 15 dB v celém pásmu a teprve po naladění na příslušnou stanici je možné doladit ladicí a zpětnovazební obvod antény



Obr. 11. Zapojení obvodu antény s tranzistorem MOS

i dálkově. Zisk dokonale vyladěného dipólu s těsně nastavenou vazbou se pohybuje okolo 40 dB.

U dipólového provedení je mezera v plošném závitu umístěna uprostřed delší strany štěrbiny a to podle upevnění dipólu v prostoru buď dole nebo nahoře. Protější strana štěrbiny uprostřed (místo proti mezeře) může být uzemněna. Zemnicí konec anténní smyčky (místo připojení stínění souosého kabelu) se v tomto případě propojí kouskem vodiče s uzemňovacím místem na plošném závitu. Možné malé rozladění vzniklé „přizemněním" se upraví potenciometrem dálkového ladění.

Při zkouškách s dipólovým provedením antény byly nahrazeny plechové pásy po obou stranách střední části dipólu smyčkou z hliníkové trubky o průměru 10 mm ohnuté do tvaru, obdobného koncům běžného skládaného dipólu s roztečí 0,05λ, oběma konci vodivě připevněnou ke střední desce, jak je patrno z obr. 13. I tato náhrada se vyrovná původnímu plošnému provedení. U takto vzniklého aktivního dipólu lze ještě dále zvětšit zisk použitím reflektoru. Reflektor svými vlastnostmi, běžně známými, zlepšuje směrový účinek i předozadní poměr a zvětšuje zisk 1,5 až 2krát. Je vyroben z hliníkové nebo železné trubky o průměru 10 až 15 mm a je o 5 % vlnové délky delší než dipól. Je umístěn rovnoběžně s dipólem ve vzdálenosti λ/4 od dipólu. Vzdálenost reflektoru se může měnit, při zmenšování vzdálenosti mezi dipólem a reflektorem se sice zisk ve směru zaměření zvětšuje, avšak zároveň se zmenšuje šířka přenášeného pásma. Zmenšuje se také celková impedance dipólu a je ji proto nutno upravit změnou kapacity kapacitního trimru v mezeře plošného závitu. Čím je reflektor blíže dipólu, tím je třeba více zvětšit kapacitu trimru.

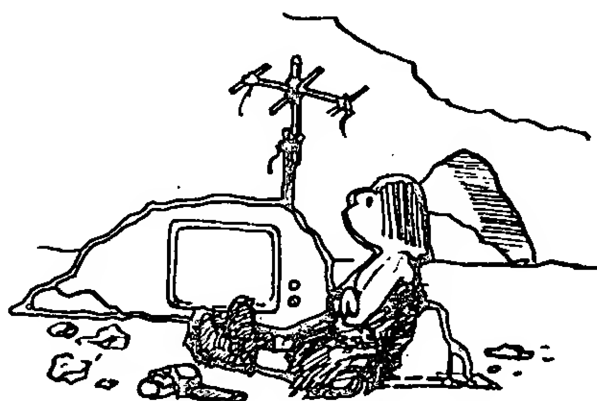
Reflektor s dipólem je však při této úpravě nutno vhodně upevnit a je-li tato dvojice instalována na střeše domu, je ji třeba zemnit. K upevnění lze použít kovovou tyč (trubku), na níž se reflektor upevní běžným způsobem. Plošný střed aktivního dipólu se mezerou směřující dolů upevní tak, že se střed strany plošného závitu proti mezeře buď provrtá, nebo lépe, poslouží jako opěrné místo pro připevnění vhodné úchytky. Upevnění v jiném místě plošného závitu není z elektrického hlediska možné. Plošný dipól pak „visí" na kovové nosné tyči, s níž je tedy vodivě spojen. Nosnou tyč lze instalovat běžně a zemnit.

Předchozí provedení se podobá běžné anténě Yagi. Použije-li se tedy aktivní dipól v běžné víceprvkové anténě tohoto typu, dosáhne tato soustava směrových vlastností daných počtem prvků se ziskem, který je zhruba násobkem zisku aktivního dipólu a této antény. U tohoto provedení lze zpětnou vazbu nastavit napevno na nejoblíbenější stanici a přitom i ostatní vysílače v celém pásmu a v daném směru budou přijímány s větším zesílením, než při použití samostatné antény s pasívním dipólem.

Bude-li dipól proveden podle obr. 12 a 13, pak se nastavení soustředí pouze na doladění kapacitního trimru v mezeře. Je proto vhodné použít hrníčkový trimr, který lze po konečném nastavení nahradit pevným kondenzátorem odpovídající kapacity. Pokud by zpětná vazba neměla snahu nasazovat, je třeba zvětšit kapacitu vazebního kondenzátoru ve zpětnovazebním obvodu (paralelně k plošné cívce) o 2 až 4 pF (C_{12}). Vazební kondenzátor C_3 na výstupní obvod má dosti kritickou kapacitu. Při kapacitě menší než je předepsaná nasazuje vazba brzy a zesílení je malé, je-li použita kapacita větší, pak je obvod již značně tlumen a ke zpětnovazebnímu jevu nedochází, zpětnovazební zisk se neprojeví.

Je nutno připomenout, že při nasazení vazby anténa vyzařuje do okolí, proto se snažíme tento jev omezit, případně při experimentování odpojíme vazební kapacitu na zpětnovazební obvod a anténu nastavujeme bez této vazby. Zpětnovazební obvod zapojíme teprve po nastavení prověřovaných prvků na maximální zisk.

Z uvedených typových vzorků vyplývá, že existuje řada dalších řešení, přičemž nelze vyloučit ani možnost řadit větší počet těchto antén za sebou a tak ještě dále zvětšovat zisk anténních systémů.



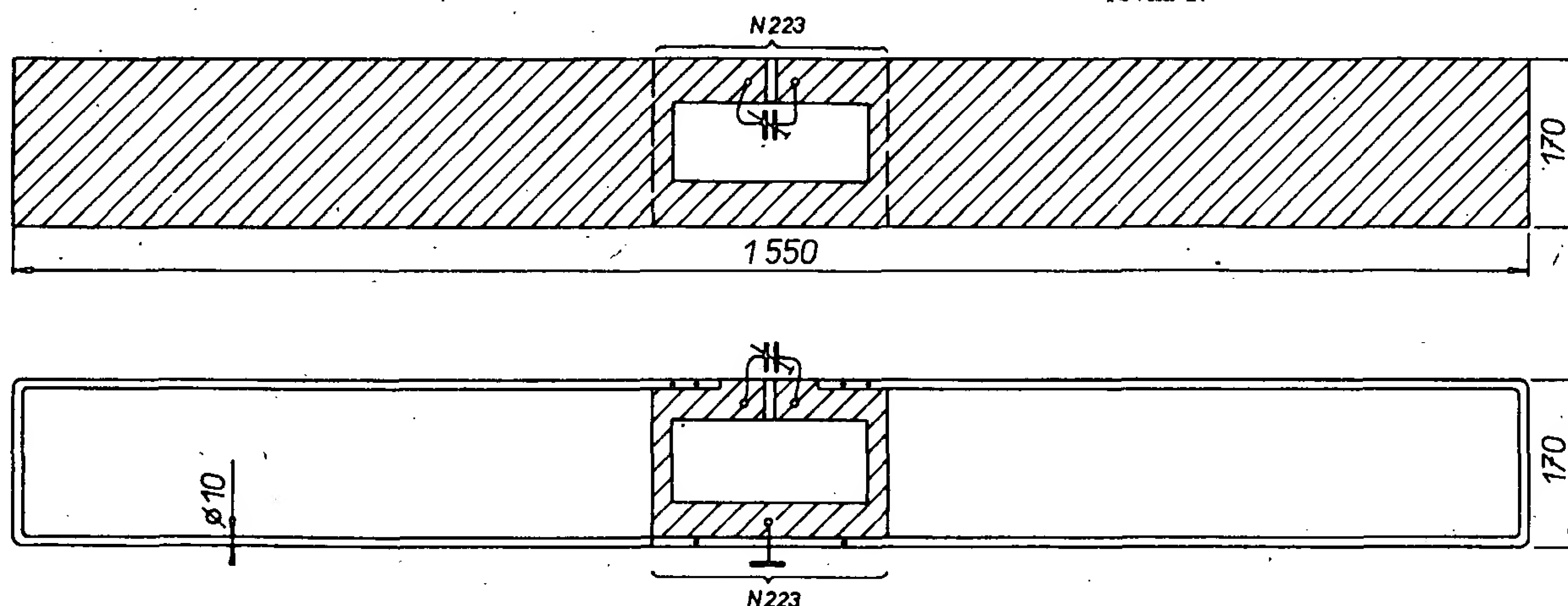
Vlastnosti vstupních obvodů přijímače VKV

Mnozí z řad běžných posluchačů rozhlasu VKV (i televize) se občas podivují nad skutečností, že i špičkové přijímače mají obvykle udávanou citlivost horší než jeden mikrovolt a že nelze tuto citlivost dále výrazněji zlepšovat. Rovněž často a to i z řad méně zkušených amatérů se objevují dotazy, proč mají poslech stereofonního pořadu značně zašumnělý, když monofonně je poslech vyhovující, zda není vada v přijímači, zda jeho citlivost je dostatečná atd.

Určující veličinou, kromě úrovně přijímaného signálu, jak výrazná bude intenzita šumu na výstupu přijímače, je úroveň přenosových parametrů přijímače a v první řadě provedení vstupních obvodů. Dále jsou to požadavky na šířku nízkofrekvenčního pásma zpracovávaného přijímačem a nároky na potlačení šumu v přijímaném signálu poměrem signál/šum. Šum produkovaný vstupními obvody a dále zesilovaný všemi zesilovacími stupni je dán použitými konstrukčními prvky a odporem vstupního obvodu, na který je připojen vnější zdroj signálu (anténa). Čím větší je požadovaná šířka pásma přenášená přijímačem, tím větší šumové napětí se objeví na výstupu; poměr mezi konstantní úrovní signálu a šumem na vstupu se bude na výstupu přijímače s rozšiřující se šířkou přenášeného pásma zhoršovat. Pro dostatečně kvalitní monofonní reprodukci je třeba přenést alespoň 12 kHz s odstupem signálu od šumu nejméně 20:1.

Vstupní citlivost přijímače, tak jak se často udává v technickém popisu, je veličina značně proměnná, závislá na požadavcích, které jsou kladené na kvalitu reprodukce, danou výše zmíněnými parametry a to: nf šířkou přenášeného pásma, poměrem mezi signálem a šumem na vstupu přijímače, vstupním odporem přijímače a šumem, který do přenosové cesty zanášejí zesilovací obvody; velikost tohoto šumu se udává šumovým číslem *F* jakožto poměr šumu na výstupu k šumu na vstupu (určuje tedy, kolikrát se zhorší poměr signálu k šumu průchodem celou zesilovací cestou).

Jak se mění číselná hodnota citlivosti přijímače při úmyslné změně požadavků na kvalitu reprodukce si znázorníme následující úvahou. Při tom budeme předpokládat použití ideálního přijímače, tj. takového přijímače, který i při extrémně velkém napěťovém zesílení nevnáší do přenosové cesty signálu žádný další šum, čili jehož šumové číslo *F* se rovná 1.



Obr. 12. Plošný dipól (nahoře)

Obr. 13. Náhrada plošného dipólu trubkovou konstrukcí (dole)

Mezní šumový výkon převedený na vstup přijímače pak bude

$$p_{min} = kT_0BFp$$

a odtud mezní šumové napětí naprázdno na odporu R vstupního obvodu

$$U_{vst} = \sqrt{4kT_0BFRp}$$

kde

k je Boltzmanova konstanta $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/°K,
T_0 teplota [°K],
B minimální šířka pásma potřebná pro nezkreslený přenos signálu, určená ze vztahu $B = 2(f_n + f_m)$,
F šumové číslo přijímače,
R vstupní odpor přijímače uplatňující se jako převodní činitel při přepočtu výkonu na napětí,
p poměr signálu k šumu požadovaný na výstupu z přijímače.

V zatíženém stavu, tj. při připojení vnějšího zdroje (antény) na vstup přijímače se vstupní napětí při optimálním přizpůsobení zmenší na polovinu. Součin $4kT_0$ se pak zredukuje a lze jej pro běžné situace pokládat za konstantu a po odmocnění psát jako $0,632.10^{-10}$ V, nebo přímo v mikrovoltech $0,632.10^{-4}$ µV a představit před odmocnítko, čili pro další výpočty se vztah zjednoduší na

$U_{vst} = 0,632.10^{-4} . \sqrt{F} . \sqrt{B} . \sqrt{R} . \sqrt{p}$.

Pro další úvahu si z tohoto vztahu určíme velikost prahového napětí, tj. napětí vstupního signálu, který se svou úrovní rovná šumovému napětí. Při dosazování do tohoto vztahu je vhodné přičíst k vypočtené veličině B nejméně 10 % vzhledem k možnému malému rozladění obvodů přijímače (oscilátor aj.). Pak při použití ideálního přijímače s $F = 1$ a s poměrem signál/šum $p = 1$ bude na výstupu s odporem 300 Ω pro monofonní signál s $f_n = 15$ kHz a $f_m = 50$ kHz $B_m = 143$ kHz,
pro stereofonní signál s $f_n = 53$ kHz a $f_m = 50$ kHz

$$B_s = 226 \text{ kHz}.$$

Výsledné prahové (šumové) napětí

$$U_{šm} = 0,632.10^{-4} \sqrt{143.10^3 .300} = 0,41 \text{ µV}$$

$$\text{a } U_{šs} = 0,632.10^{-4} \sqrt{226.10^3 .300} = 0,53 \text{ µV}.$$

Velikost šumového napětí pro stereofonní signál se zvětšuje úměrně se vzrůstem požadavků na šířku přenášeného pásma. Zvětšuje-li se vstupní signál, úroveň šumového napětí se zmenšuje.

Pro dostatečně kvalitní reprodukci je nutné, aby odstup signálu od šumu u monofonního příjmu byl nejméně 20 : 1 (26 dB), u stereofonie, kde je přenášená nf šířka pásma mnohem větší (součtový a rozdílový kanál), je nutné pro vyhovující poslech (pouze slabší šum) poměr 100 : 1 a pro kvalitní příjem odstup s/š nejméně 500 : 1. Pak je při opětovném použití ideálního přijímače minimální vstupní napětí

$$U_{vst\,m} = 0,41 . \sqrt{20} = 1,8 \text{ µV},$$
$$U_{vst\,s100} = 0,53 . \sqrt{100} = 5,3 \text{ µV},$$
$$U_{vst\,s500} = 0,53 . \sqrt{500} = 11,85 \text{ µV}.$$

Je-li citlivost uváděna u vstupu pro souosý kabel (impedance 4× menší než 300 Ω, tj. 75 Ω), pak je výsledné vstupní napětí $U_{vst} \frac{1}{\sqrt{4}}$ poloviční, tedy citlivost dvojnásobná.

Uvedená šumová i vstupní napětí platí pro ideální přijímač. U reálného přijímače se bude tato nejnižší mezní dosažitelná intenzita signálu, zpracovatelná přijímačem, zvětšovat s druhou odmocninou šumového čísla přijímače. Pokud se v technickém popisu přijímače objeví menší čísla než jaká jsou odvozena výše, je to vždy na úkor některého z uvedených parametrů a tím i kvality reprodukce.

Z předchozí početní úvahy jednoznačně vyplývá, že nelze žádným technickým způsobem – kromě výrazného podchlazení vstupních obvodů, aby byla teplota T_0 co nejnižší – dosáhnout lepší citlivosti než jsou vypočítané údaje, aniž bychom zhoršili kvalitu reprodukce. Pokud se v odborné literatuře dočteme, že např. s určitým tranzistorem lze dosáhnout při odstupu s/š 26 dB citlivosti 0,6 µV, pak nám tato citace neříká z praktického hlediska nic, neboť zamlčuje řadu důležitých parametrů nutných pro úplnost údaje a méně zkušeného čtenáře pouze nevhodně usvědčuje v domněnce, že lze dosáhnout s cizími součástkami extrémních citlivostí. Rozhodně výhodnější je uvést, že vhodně konstruovaný vstupní obvod s tím či oním tranzistorem dosahuje šumového čísla např. 1,8. Pak již si lze udělat jasnou představu o tom, jak se přijímač s takovým obvodem bude blížit ideálnímu stavu.

Dosáhnout velké citlivosti přiblížením se ke stavu ideálního přijímače z hlediska šumových poměrů na vstupu je sice velmi důležité, ale v současné době, kdy jsou již k dispozici vf tranzistory s velmi malým šumovým číslem, je třeba klást mnohem větší důraz na potlačení parazitních signálů znehodnocujících do značné míry jinak kvalitní příjem. Toto potlačení je nejen závislé na aktivních prvcích, ale také na konstrukci a součástkách, použitých ve vstupní jednotce. Jde zejména o náchylnost k intermodulaci (příjem blízkého silného vysílače i mimo „jeho místo“ na stupnici) způsobené nelinearitou převodní charakteristiky tranzistorů. Náchylnost k intermodulačnímu zkreslení je velmi závislá na šířce propustnosti vstupních obvodů. Velká jakost obvodů tuto náchylnost zmenšuje, vyvolává však obtíže při zajišťování dokonalého souběhu a zmenšuje zisk obvodu a tím i citlivost přijímače. Jiným nežádoucím jevem je ovlivňování oscilátoru ve vstupní jednotce amplitudou silného rušicího signálu. V takovém případě signál blízkého silného vysílače s amplitudovou modulací proniknе přes vstupní obvody na směšovač a odtud na obvod oscilátoru, který pak v rytmu amplitudově modulovaného signálu rušicího vysílače mění svůj kmitočet.

Obdobně lze oscilátor ovlivnit i blízkým silným vysílačem s kmitočtově modulovaným signálem. Parazitní kmitočtová modulace, která takto vzniká, se již nedá potlačit ani odstranit v žádném z následujících dílů přijímače. Na tento druh zkreslení signálu přebuzením jsou velmi náchylné kmitající směšovače. Velmi silný signál vysílače, který vysílá i na velmi odlehlém kmitočtu než je kmitočet vyladěný, může mít za následek, že při jinak naprosto vyhovujícím zapojení vstupního tranzistoru se vlivem rušicího napětí značně změní jeho převodní charakteristika a jinak velmi stabilní stupeň se může rozkmitat.

Z uvedených důvodů je tedy velmi výhodné řešit vstupní obvody tak, aby se na vstupní tranzistor přiváděl pouze signál s dokonale zpracovatelnou úrovní. Silné vstupní signály se na vhodnou úroveň v současné době omezují buď diodami PIN, které jsou zapojeny jako článek T nebo Π, případně ještě výhodněji tranzistorem MOS, zapojeným v obvodu AVC (viz dále).

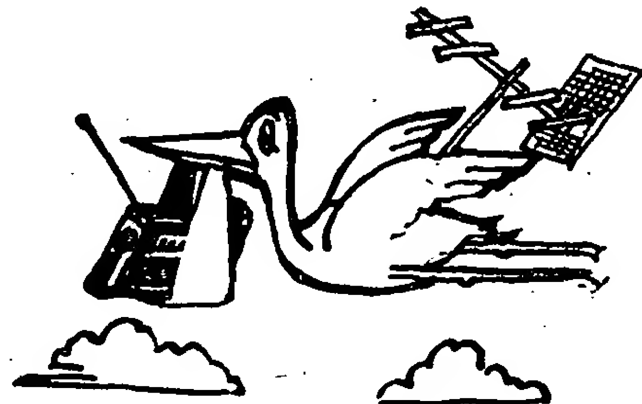
Kvalitní funkce vstupního tranzistoru je podmíněna jeho správným výkonovým a šumovým přizpůsobením ke vstupnímu obvodu. Důležitější je však přizpůsobení šumové než výkonové, neboť určitou ztrátu zisku vstupního předzesilovače danou nepřesným výkonovým přizpůsobením (zanedbáme-li vliv odrazů) lze nahradit zvětšením zisku v dalších obvodech přijímače; zhoršení šumových poměrů nepřesným přizpůsobením vstupních obvodů již nelze žádnými dalšími úpravami v přijímači vykompenzovat. Protože u běžných zapojení vstupních obvodů nesouhlasí nastavení šumového přizpůsobení s nastavením výkonovým, nastavuje se u kvalitních vstupních jednotek vstupní obvod na minimální šum při vyladěném signálu, nikoli na jeho největší přijímanou úroveň.

Má-li vstupní jednotka vyhovovat výše zmíněným požadavkům, je její návrh a hlavně stavba a přesné nastavení velmi náročné na precizní provedení. U takové vstupní jednotky pak stačí i jen nevhodně položená součástka, poněkud delší přívodní vodič k některému z obvodových prvků či dokonce použití rozměrově jiné, nevhodné součástky (cívka, kondenzátor) a vlastnosti vstupní jednotky se mění. Bez dokonalého přístrojového vybavení je pak nastavení takové jednotky naprosto nemyslitelné. Je-li vstupní jednotka řešena tak, aby byla její stavba i nastavení jednodušší, pak je to zcela jistě na úkor některých jejích přenosových vlastností a celkové jakosti.

Miniaturizace a integrace elektronických obvodů stále naráží na rozměrnost v provedení, je-li třeba použít cívky. Stále ve větší míře se však začíná využívat aktivních obvodů, byť i se značným počtem polovodičových prvků, nahrazujících vlastnosti, které se požadují od vinutých cívek. Díky vysokému stupni integrace lze pak i při značném počtu tranzistorů dosáhnout mnohonásobně menších rozměrů „zastavěné plochy“, než jakou by měl jediný rezonanční obvod LC, nehledě již na to, že parametry takového integrovaného obvodu budou nesrovnatelně lepší. Přesto existuje doposud řada obvodů, v nichž nelze klasicky provedenou indukčnost – cívku dokonale nahradit. Jde kupříkladu o obvody VKV. Aby se však alespoň zmenšila pracnost při výrobě, objevují se již po řadu let, hlavně v obvodech pracujících na kmitočtech řádu stovek MHz, cívky tzv. plošné, obvykle zhotovené přímo na desce s plošnými spoji. Typickým příkladem je například deska s plošnými spoji celé vf části některých nejnovějších TV přijímačů, na které je velmi precizně zhotovena řada plošných cívek.

Vstupní jednotka pro obě pásna VKV, která je popsána dále, je poslední z vývojové řady autora. Využívá plošných cívek laděných obvodů (na desce se spoji) a tím odstraňuje jeden z konstrukčně problematických prvků – vinutou cívku. Plošné cívky v rezonančních obvodech (navíc průběžně prolaďovaných) mají své přednosti, ale i nedostatky a proto si celou záležitost plošných cívek ve vf technice z hlediska jejich použitelnosti probereme poněkud podrobněji.

Použití plošných cívek na vyšších kmitočtech je především zdůvodňováno snadnou realizovatelností bez nároků na další materiálové náklady, přesností a nenáročností provedení u libovolného počtu vyrobených kusů a především velmi dobrou kmitočtovou stabilitou, je-li použita teplotně stabilní izolační podložka (laminát). Doba, kdy se snažili někteří výrobci prosadit plošné cívky všude tam, kde to bylo z konstrukčního hlediska jen trochu možné, již dávno minula, stejně jako období jejich úplného zatracení. Nové, z hlediska požadavků techniky VKV velmi kvalitní nosné izolační podložky pro plošné spoje dávají dobré předpoklady pro dlouhodobou stabilitu vlastností plošných cívek.



Má-li být v navrhovaném obvodu použita cívka předepsané indukčnosti nejvhodnější konstrukce, pak určujícími veličinami jsou obvykle její jakost a geometrické rozměry. U plošně vyrobených cívek mají obě tyto veličiny nevhodnou velikost v závislosti na indukčnosti. Dosažitelná jakost cívek je obecně určena především průřezem vodiče, vzdáleností mezi závity, geometrickým tvarem a ztrátovým činitelem izolační podložky. S určitým omezením platí zásada, že čím je vodič menšího průřezu a čím je vzdálenost mezi jednotlivými závity větší, tím je jakost cívky menší. U plošných cívek jde tedy prakticky o šířku měděné fólie a šířku mezery mezi závity.

Protože je plošná cívka zhotovena na desce s plošnými spoji, u níž je tloušťka měděné fólie řádu desítek mikrometrů a navíc mezeru mezi závity nelze při běžném způsobu zhotovování plošných spojů zmenšit pod 0,4 až 0,3 mm, je poměr rozměrů a možné vzdálenosti závitů nepříznivý vzhledem k požadavku získat co největší jakost cívky. Také poměrně velká plocha styku vodiče celé cívky se základním materiálem zhoršuje jakost vlivem ztrátového činitele této podložky. Při návrhu plošných cívek je třeba volit vhodné kompromisní řešení mezi velikostí cívky, šířkou vodiče a mezerou mezi vodiči. Vyhoví-li výsledná jakost požadavkům, získá se velká výhoda v jednoduchém a snadno realizovatelném provedení indukčnosti.

V amatérsky zhotovovaných přístrojích pro vf techniku má případné použití plošných cívek poněkud jiný význam. Deska s plošnými spoji takového přístroje (podle návodu v časopisu) se zakoupí a osadí příslušnými součástkami. Kondenzátory, odpory a další sériově vyráběné součástky se prostě zakoupí. U cívek je však znám notorický nedostatek jednotného provedení určitých typů pro jednoúčelová použití, takže při použití mírně odlišného typu kostřičky či jádra dochází ke značným výrobním a posléze elektrickým tolerancím. Jsou-li tolerance větší než určitá mez, vzniká nebezpečí, že přístroj nebude možno uvést do provozu s požadovanými parametry. Je-li naopak potřebná indukčnost konstruována ve formě plošné cívky přímo na desce s plošnými spoji, je reálná naděje, že při pečlivém dodržení pokynů ke stavbě a při předepsaných součástkách bude přístroj pracovat podle očekávání. Vzhledem k jistým elektrickým nedostatkům plošných cívek, daných v převážné míře použitým materiálem izolační podložky, nemůže však většinou jít o přístroje se špičkovou kvalitou po všech stránkách.

Při návrhu obvodu s plošnými cívkami je nutné především uvážit, zda je reprodukovatelný a zda vlastnosti plošné cívky podstatně neovlivní jeho správnou činnost. Pro výpočet indukčnosti plošné cívky existují vzorce (viz dále). Je však třeba počítat s tím, že skutečná indukčnost se bude od vypočítané mírně lišit. Návrh vhodného provedení plošné cívky je tedy spíše experimentální záležitostí. Tvar plošných cívek může být různý. Pro nižší kmitočty se používají cívky ve tvaru spirál a to kruhové nebo pravoúhlé. Pravoúhlé cívky (čtverec, obdélník) mají při stejném počtu závitů přibližně o 12 % větší indukčnost, jejich činitel jakosti je však při jinak stejných podmínkách menší, neboť se zmenšuje nejen impedancí vodiče, ale také vířivými proudy vznikajícími na hranách spirály. Mechanická pevnost plošných cívek závisí především na vlastnostech izolačního podkladu. Plošné cívky jsou vlastně jakýmsi druhem rámové antény. Aby nedocházelo k vzájemné nežádoucí vazbě mezi cívkami, musí být deska s plošnými spoji řešena tak, aby jednotlivé cívky byly vzájemně dostatečně vzdáleny; je-li vazba mezi cívkami žádoucí (transformátor), musí být experimentálně zjištěna vhodná vzdálenost cívek tak, aby měl průběh kmitočtové charakteristiky obvodu požadovaný tvar. Plošné cívky se uplatňují převážně ve vstupních obvodech, kde se pracuje s větší šířkou přenášeného pásma, a tam, kde není na závadu jejich menší jakost.

Vstupní jednotka VKV 66 MHz až 104 MHz

Vstupní jednotka obecně slouží k vyladění žádaného vysílače a k přeměně jeho signálu o určitém kmitočtu na signál mezifrekvenčního kmitočtu. Signál zachycený anténou a přivedený svodem na anténní zdířky přijímače musí vstupní obvody jednotky VKV co nejvěrněji a s co nejmenším útlumem předat prvnímu zesilovacímu stupni. Jakost vstupních obvodů a jejich správné přizpůsobení k anténě či k anténnímu svodu má rozhodující vliv na příjem slabých signálů i na jejich zkreslení. Maximálního přenosu vf energie se dosáhne pouze tehdy, je-li impedance vstupního obvodu rovna impedanci anténního obvodu. V tom případě je přenesený výkon z antény roven čtvrtině výkonu na anténě pracující naprázdno (bez připojeného svodu). Ve všech ostatních případech je přenesený vf výkon menší.

Protože vstupní obvody přijímačů VKV zpracovávají signály poměrně vysokých kmitočtů, ustálila se konstrukční praxe jak průmyslová tak i amatérská: vstupní jednotka se řeší jako samostatný díl, obvykle i výrazně oddělený od ostatních částí přijímače.

Vstupní jednotky lze řešit jako širokopásmové nebo úzkopásmové. Širokopásmové se sice vyznačují menším útlumem vstupního napětí v laděných obvodech (3 až 4 dB), ale vlivem malé selektivity umožňují průnik nežádoucích signálů až do obvodu oscilátoru, kde dochází k parazitní modulaci oscilátorového napětí a přijímaný signál je tak znehodnocen. U kvalitních přijímačů se proto používají úzkopásmové vstupní jednotky, které se vyznačují dobrým potlačením všech signálů parazitních kmitočtů. Jejich vstupní obvody mají větší útlum (10 dB i více), což ovšem při velmi dobrých zesilovacích vlastnostech moderních vf tranzistorů není na závadu.

V současné době existuje značné množství různých zapojení vstupních jednotek VKV a to od nejjednodušších a levných, ovšem s malým ziskem i selektivitou, až po velmi komplikované několikatranzistorové a integrované jednotky špičkových vlastností. Obecně ovšem platí, že složitější VKV jednotka vyžaduje k optimálnímu nastavení drahé a nedostupné přístroje. Složitá vstupní jednotka, je-li nesprávně nastavena, může mít mnohem horší přenosové vlastnosti než jednotka levnější a jednoduchá.

Na konstrukčním provedení vstupních obvodů do určité míry záleží, zda v přijímači nevznikne i zkreslení nf signálu (především při příjmu stereofonního vysílání), způsobené buď nevhodnou přenosovou charakteristikou těchto obvodů či jejich nepřizpůsobením k anténnímu napáječi (což má vliv na vznik fázových posuvů signálu), nebo nevyhovujícím odstupem signálu od šumu. Při monofonním příjmu je tvarové zkreslení signálu většinou méně výrazné. Úroveň přenášených signálů je vzhledem k průběhu dynamických charakteristik používaných vf zesilovačů malá. Zkreslení přijímaného signálu se však může projevit také při příjmu slabšího signálu v blízkosti silného vysílače u vstupních obvodů s příliš velkou šířkou přenášeného pásma. V tomto případě může značné napětí místního vysílače způsobit na nelineárním průběhu přenosové charakteristiky vstupního zesilovače parazitní modulaci a tím zkreslit výsledný přijímaný signál signálem tohoto vysílače.

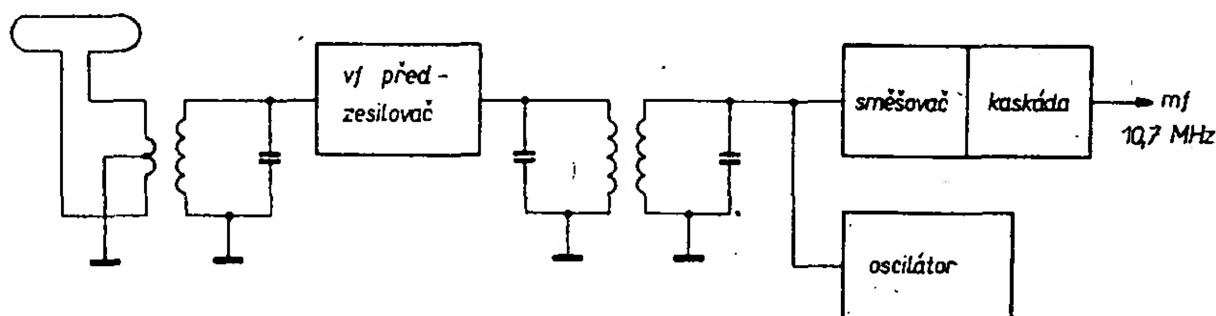
Vstupní jednotka VKV, jejíž blokové schéma je na obr. 14, je řešena jako samostatný díl pro použití s libovolným mf zesilovačem, vhodně navázaným na její výstup. Protože je využito plošných cívek, jsou jednotlivé obvody jednotky uspořádány v řadě za sebou, aby i při minimálních rozměrech destičky vyhovovaly vzdálenosti mezi jednotlivými cívkami požadovanému stupni vzájemné vazby mezi obvody. Protože je však z důvodů co nejmenších rozměrů destičky cívka vstupního obvodu velmi blízko cívce zapojené na jeho výstupu, může docházet k nežádoucí vazbě mezi výstupním a vstupním obvodem; vazbu lze zmenšit buď mechanicky, nebo elektricky. Mechanicky lze vazbu zmenšit vpájením stínicích přepážek mezi oba obvody, elektricky zmenšením zisku tranzistoru T_1. Přepážka je tedy výhodnější.

Obvody vstupní jednotky jsou laděny čtveřicí varikapů KB109, které zaručují přeladitelnost vstupní jednotky plynule přes obě pásma VKV (obr. 15).

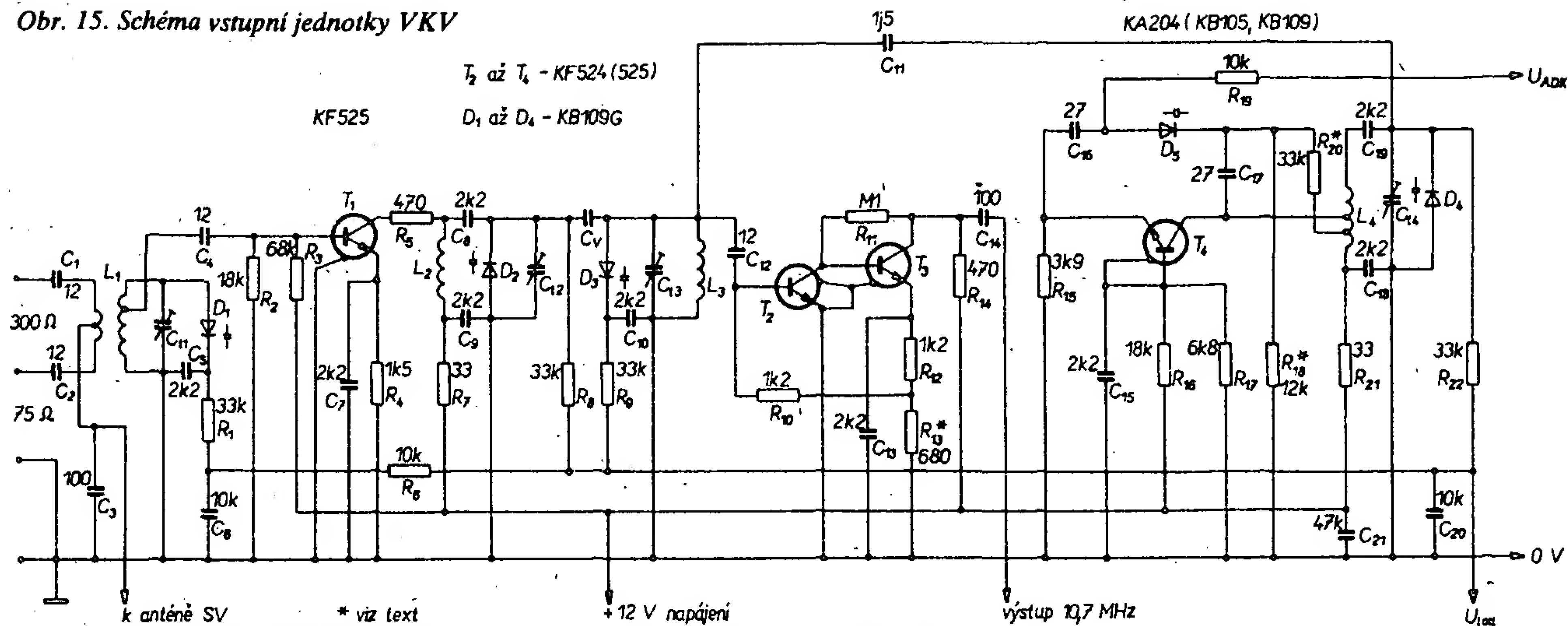
Střed anténního vinutí není spojen přímo se zemí, ale lze jej využít jako vývodu antény pro vstupní obvody přijímače pásem DV a SV. Pro VKV je tento bod uzemněn kapacitou 100 pF, která představuje pro VKV nepatrně malý odpor a pro pásmo středovlnné naopak odpor dostatečný, aby nebyla výrazněji omezena intenzita signálu na tomto pásmu. Nepožaduje-li se příjem SV, lze střed vinutí uzemnit přímo.

Anténní vstup je symetrický, přičemž na jednu polovinu symetrické smyčky, řešené v plošném tvaru (obr. 16), lze proti zemnímu pólu připojit souosý kabel. Kondenzátory C_1, C_2 ve vstupu anténního vinutí jednak oddělují jednotku galvanicky od anténního svodu, a jednak omezují případné pronikání signálů krátkovlnných stanic z antény přes vstupní jednotku do mf zesilovače. Tyto kondenzátory poněkud zmenšují úroveň vstupního signálu a proto je nepoužijeme, nebude-li jich bezpodmínečně zapotřebí. Aby malá impedance tranzistoru netlumila vstupní obvod, je signál veden na bázi tranzistoru T_1 přes kondenzátor s malou kapacitou.

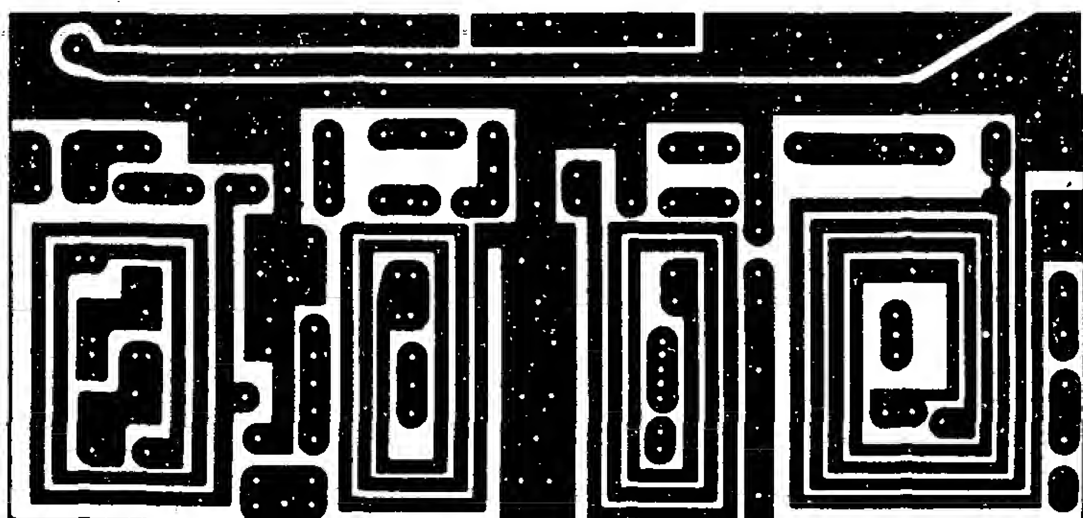
Vazba výstupního obvodu tranzistoru T_1 na směšovač je řešena pásmovou propustí. Pro rovnoměrný přenos signálu mezi výstupním obvodem T_1 a vstupním obvodem T_2 v celém přenášeném kmitočtovém pásmu je nutno správně vázat obvody mezi sebou. Jsou-li použity pásmové propusti s vinutými cívkami, pak je velmi důležité a současně i konstrukčně obtížné přesně dodržet předepsané umístění kostřiček s cívkami tak, aby jejich vzdálenosti, smysl a stoupání vinutí zajišťovaly mezi oběma vinutími vazbu nejen indukčního, ale i kapacitního charakteru

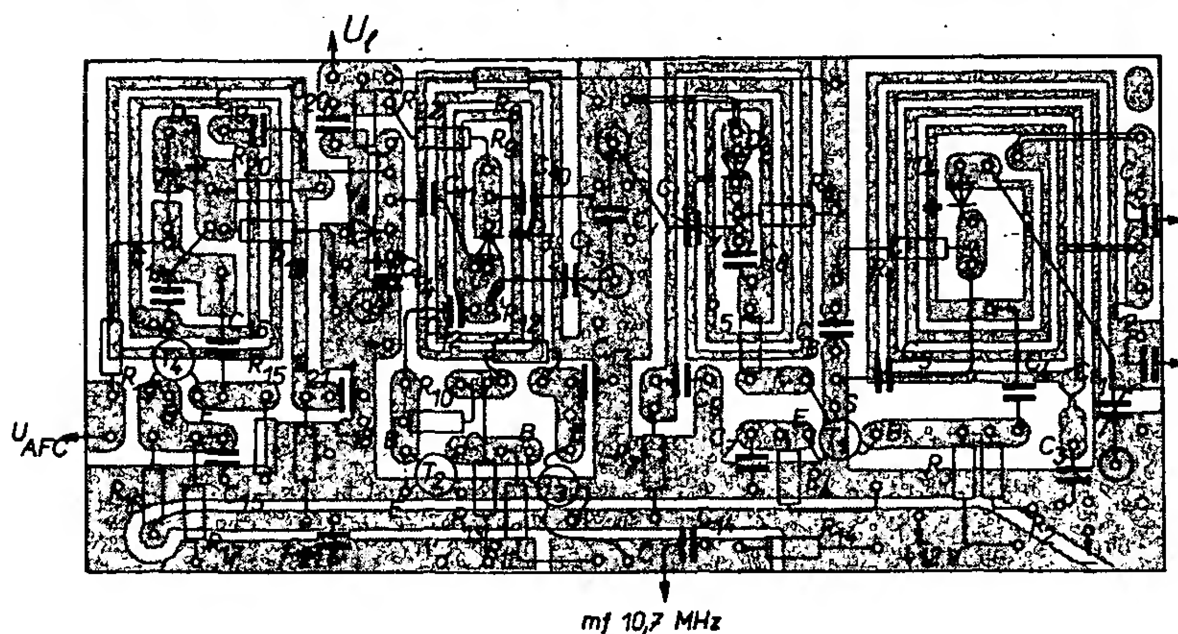


Obr. 14. Blokové schéma vstupní jednotky VKV



Obr. 15. Schéma vstupní jednotky VKV





Obr. 16. Deska s plošnými spoji vstupní jednotky VKV (N 224)

a byl tak dodržen stálý činitel vzaby v celém provozním pásmu kmitočtů. Je-li pásmová propust realizována plošnými cívkami, je pro správnou vzájemnou vazbu rozhodující poloha cívek na destičce, jejich velikost, směr vinutí i vzdálenost. Při stavbě na hotové desce s plošnými spoji je práce ve srovnání s vinutými cívkami mnohem snazší, neboť konečný návrh rozložení jednotlivých obvodů na desce je výsledkem experimentálního ověřování vzorků tak, aby výsledek vyhovoval dané potřebě.

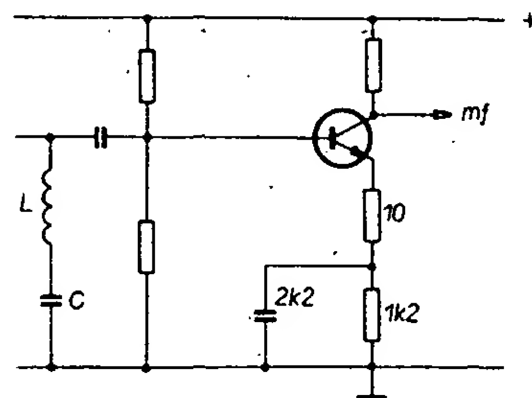
Vzájemná indukční vazba mezi primárním a sekundárním vinutím pásmové propusti u dále popisované vstupní jednotky je dána napevno polohou plošných cívek a zvolena tak, aby průběh kmitočtové charakteristiky odpovídal na kmitočtu 93 MHz kritické vazbě.

Protože vstupní jednotka je určena ke kvalitnímu zpracování jak slabých signálů velmi vzdálených stanic, tak také silného signálu místního vysílače, je použit samostatný oscilátor, aby nebyl „strháván" signál oscilátoru silným přijímaným signálem. Toto zapojení má také podstatně větší kmitočtovou stabilitu ve srovnání s kmitajícím směšovačem, což se příznivě projeví při příjmu slabších stanic. Pro správnou činnost jednotky je od oscilátoru požadováno, aby jeho výstupní napětí mělo amplitudu potřebnou pro správné směšování (v rozmezí od 0,2 do 0,3 V). Je také požadováno, aby nejen kmitočet, ale také amplituda oscilátorového napětí byly v celém přelaďovaném rozsahu co nejstálejší. Rovněž je důležitá odolnost vůči teplotním a napěťovým změnám.

Aby konstrukce oscilátoru byla jednoduchá a vystačilo se s jedním vinutím, je oscilátor navržen v běžně používaném Colpittsově zapojení s uzemněnou bází. Potřebné natočení fáze obstará vazební kondenzátor mezi laděným obvodem kolektoru a emitorem. V popisovaném zapojení je využito vlastnosti tohoto zapojení – změna kapacity kondenzátoru má za následek změnu kmitočtu oscilátoru – k velmi účinnému automatickému dolaďování kmitočtu. Pevný kondenzátor je nahrazen vhodným varikapem se sériově připojeným pevným oddělovacím kondenzátorem. Změny řídicího napětí získané na výstupu demodulátoru FM tak řídí přes varikap kmitočet oscilátoru. Toto neobvyklé zapojení obvodu ADK (AFC) je výhodné použít právě u jednotek s velkou přeladitelností, neboť přídavná kapacita dolaďovacího varikapu se neprojeví nepříznivě ve změně možného přeladění. Tím, že ADK tvoří samostatný obvod, lze je výhodně připojit i na řídicí napětí získávané z IO MAA661, které má tu nevýhodnou vlastnost, že je superponováno na stejnosměrné napětí o velikosti polovičního napájecího napětí. O zapojení obvodu ADK bude ještě dále podrobnější zmínka.

Při volbě vhodného zapojení směšovače je nutno vycházet z nelinearity směšovacího tranzistoru, která je dána vodivostí na emitorovém přechodu. Pro správnou volbu pracovního bodu a tím i pro dosažení co nejmenšího šumového čísla tranzistorového směšovače je třeba stanovit potřebné předpětí a poměr směšovacích strmostí pro dvě různé harmonické oscilátorového napětí. Při návrhu vhodného pracovního bodu se pak uvažuje pouze oscilátorové napětí proto, že toto napětí je mnohem větší než napětí signálu, které směšovací strmost neovlivňuje.

Vf směšovací tranzistor má pracovat v oblasti emitorového proudu 0,8 až 1,5 mA. Pro proudy mimo tento interval se zhoršují přenosové parametry a vzniká řada dalších nežádoucích směšovacích produktů. Také se zvětšuje šum, obvod má větší náchylnost ke křížové modulaci a výstupní signál proniká ve větší míře zpět na vstup. Zapojí-li se pracovní odpor směšovače jako dělený odpor (obr. 17), vzniká v tranzistoru slabá zpětná vazba, působící proti vazbě kolektor-báze a směšovací charakteristika se částečně linearizuje. Zmenší se tak možnost vzniku nežádoucích směšovacích produktů, které se projeví nižší hladinou šumu a zlepšením poměru signál/šum.



Obr. 17. Zapojení směšovače s děleným emitorovým odporem

Nemilou vlastností tranzistorových směšovačů je zpětné směšování. Je to jev, při němž vzniklý signál mf kmitočtu proniká vnitřní vodivostí a kapacitou tranzistoru zpět na vstup směšovače, kde spolu se signálem oscilátoru vytváří nový vstupní signál, který je však proti původnímu signálu fázově posunut. Při větších vstupních signálech může být tento jev nepříjemný, neboť napětí vzniklé zpětným směšováním se vektorově sčítá s původním signálem. V emitorovém zapojení směšovače je výstupní napětí fázově otočeno o 180° vzhledem k napětí vstupnímu. I když vznikne určitý fázový posuv té části výstupního napětí směšovače, které proniká zpět na vstup, odečítá se vždy napětí vzniklé směšováním od původního signálu. Vnějším projevem zpětného směšování je tedy nepříznivé ovlivňování konverzního zesílení. Vhodnou volbou zapojení vstupních obvodů lze zpětnému směšování zabránit. Tyto obvody mohou být řešeny různě, podstatné však je, že se na vstupní svorky směšovače připojuje kmitočtově závislá admitance, která představuje pro výstupní signál směšovače téměř zkrat.

Účinně lze zpětné směšování omezit použitím sériového laděného obvodu LC, zapojeného v bázi tranzistoru a naladěného na mf kmitočet. Indukčnost tohoto obvodu lze realizovat jako tlumivku se 16 závity drátu o průměru 0,3 mm CuL na feritovém jádru M4 se sériovým kondenzátorem s kapacitou 82 pF.

Zabránit průniku zpětného signálu na vstup směšovače a dosáhnout ještě většího zisku lze také obvodem, který je použit ve vstupní jednotce. Jde o kaskódové zapojení dvou tranzistorů. Tím odpadá potřeba laděného obvodu LC na vstupu směšovače a zapojení se tak stává konstrukčně jednodušší. Směšovač v tomto zapojení je velmi stabilní a nenáchylný na zakmitávání, jsou-li v obou stupních použity tranzistory se stejným zesílením, které lze zajistit vhodnou volbou pracovních odporů. Pro přesné nastavení pracovního bodu směšovače lze zapojit ze strany spojů místo R_{13} trimr 2,2 kΩ.

Vazba oscilátorového a vstupního napětí na obvod směšovače je běžná. Oscilátorové napětí je přiváděno přes kondenzátor s velmi malou kapacitou, aby vstupní signálové napětí zpětně nerozlaďovalo kmitočet oscilátoru.

Pro správnou činnost tranzistorového směšovače je žádoucí, aby se úroveň vstupního signálu málo lišila i u různě silných stanic. Toho možno dosáhnout řízením zesílení jak vstupního, tak i směšovacího tranzistoru. Řízení směšovače i při odděleném oscilátoru však není příliš výhodné, neboť při větších změnách zisku se oscilátor mírně rozlaďuje. Obvody se mohou rozlaďovat i při výraznějších změnách intenzity přijímaného signálu (což je při dálkovém příjmu běžné), což má za následek větší zkreslení signálu, než je-li směšovač buzen větším signálem přímo, bez řízení zisku.

Vstupní jednotka je zapojena na desce s plošnými spoji podle obr. 16. Tato deska je řešena tak, aby ji bylo možno použít i pro dále popisovaný laděný konvertor, případně i pro laděný předzesilovač.

Ladicí napětí pro varikapy v laděných obvodech je nutno dokonale stabilizovat a filtrovat, neboť i malé zbytkové střídavé napětí způsobuje rozlaďování oscilátoru, což se pak po demodulaci projeví v přijmu jako brum. Všechny čtyři varikapy musí mít stejný průběh závislosti změny kapacity na změně ladicího napětí. Nejvýhodnější jsou prodávané čtveřice KB109G (lze použít i jiné z řady A až G). Použité tranzistory jsou křemíkové KF525. V obvodu směšovače a oscilátoru lze použít i KF524. Varikap pro dolaďování v obvodu oscilátoru je typu KA204, není-li k dispozici, lze použít i KB105 (A až G).

V předchozí části bylo uvedeno, že u této jednotky je využito nového způsobu dolaďování oscilátorového kmitočtu, výhodného pro zapojení mf zesilovačů s IO MAA661. Ve schématu na obr. 15 je již tento obvod zakreslen. Pokud nemáte zájem o zapojení obvodu automatického dolaďování kmitočtu (dále ADK), vypustíte oba odpory (R_{18} a R_{20}) v obvodu předpětí pro dolaďovací varikap, vyřadíte kondenzátory C_{16} a C_{17} a obvod emitoru a kolektoru překlenete jedním kondenzátorem o kapacitě 6,8 pF, případně ponecháte oba kondenzátory zapojené a místo varikapu zapojíte kondenzátor 15 pF.

Napětí pro ADK se získává v demodulačním obvodu mf zesilovače. Je-li oscilátor přesně naladěn na přijímaný signál, má vzniklý mf kmitočet jmenovitou velikost (na níž jsou naladěny obvody mf zesilovače i demodulátoru, který je v tomto případě vyvážen). To znamená, že kladné i záporné půlvlny vf složky mf kmitočtu mají stejnou velikost a po demodulaci (usměrněné kladné a záporné větve) se vzniklé stejnosměrné napětí vzájemně vyruší. Na výstupu se objeví pouze nf složka daná kmitočtovým zdvihem. Pokud oscilátor změní (zvýší nebo sníží) svůj kmitočet, změní se poměry úrovní stejnosměrných složek a na výstupu z demodulátoru se objeví kromě nf signálu i zbytkové stejnosměrné napětí, úměrné velikosti rozladění, s polaritou danou rozladěním směrem k nižšímu, případně vyššímu kmitočtu. Přivede-li se toto zbytkové stejnosměrné napětí na varikap vhodně zapojený do obvodu oscilátoru, změní se jeho kapacita tak, aby se oscilátorový kmitočet opět přiblížil stavu přesného naladění.

U koincidenčního demodulátoru, který je použit v IO MAA661, je vlivem zapojení stejnosměrného zesilovače na výstupu posunuta nulová úroveň naladění o polovinu napájecího napětí směrem ke kladné hodnotě proti zemnímu potenciálu. Vzniklé zbytkové stejnosměrné napětí o řádu mV je tak superponováno na toto pevné stejnosměrné napětí (6 až 7 V). Stálé stejnosměrné napětí velmi značně posouvá pracovní bod varikapu do oblasti, kde je již závislost změny kapacity na přiloženém napětí málo strmá – tím je schopno zbytkové napětí velmi malé úrovně jen málo účinně dolaďovat oscilátor.

Použije-li se pro varikap vhodné předpětí, kterým se posune pracovní bod do oblasti strmé závislosti změny kapacity na napětí (kolem 2 V), pak se účinnost dolaďování výrazně zvětší. Při velmi malém předpětí (pod 1 V), kdy je strmost varikapu značná, je dolaďování velmi účinné i s velmi slabým až zašumnělým přijímaným signálem. Pracuje-li však varikap v blízkém okolí nulového řídicího napětí, je jeho činitel jakosti velmi malý; je-li zapojen v laděném obvodu, zhoršuje výrazně jeho jakost a jeho velká kapacita, která se přičítá k celkové kapacitě laděného obvodu, výrazně zmenšuje rozsah plynulé přeladitelnosti oscilátoru. V takovém zapojení ADK je pak nutno volit určitý kompromis mezi citlivostí ADK a vlastnostmi oscilátoru.

Popisované zapojení ADK tyto podstatné nevýhody odstraňuje, neboť lze v plné míře využít vysoké strmosti varikapu v oblasti velmi malých řídicích napětí a tím i využít citlivosti ADK až k hranici šumu. Vhodné předpětí se nastaví v obvodu varikapu dvěma sériově zapojenými odpory v napájení jednotky. Odpory je vhodné vybrat tak, aby ADK „zabíralo" i při slabých signálech. Pro přesné odzkoušení lze zapojit místo jednoho z odporů odporový trimr.

Protože lze vstupní jednotku s ADK použít jak pro mf zesilovač s integrovaným obvodem, tak i pro klasické zapojení např. s poměrovým detektorem, bude se volba vhodného zapojení obvodu pro získání předpětí pro varikap řídit celkovým zapojením vf části přijímače a obvodu demodulátoru.

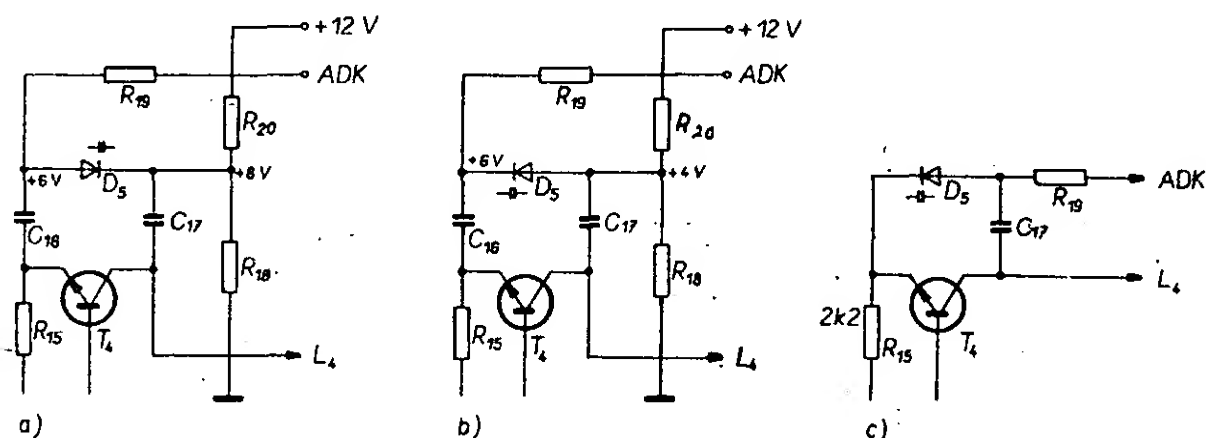
Na výstupu z kmitočtového detektoru se podle způsobu zapojení objeví řídicí napětí pro ADK buď:

s nulovou výstupní úrovní při vyladění (poměrový detektor), nebo
se stejnosměrnou superpozicí (IO MAA661 asi 6 V).

Dále je možné podle obvodového zapojení (např. dvojí směšování či polarizace diod v detektoru) získat řídicí napětí, které se při zvýšení kmitočtu rozladěním oscilátoru změní od jmenovité velikosti dané přesným naladěním (nula nebo 6 V) buď ke kladné nebo záporné hodnotě a při snížení kmitočtu naopak.

Aby mohl varikap plnit funkci dolaďovacího prvku, musí mít stejnosměrné předpětí (2 V), jehož velikost a polarita budou závislé na charakteru řídicího napětí. Pokud je varikap použit v zapojení se stejnosměrnou superpozicí (integrovaný obvod), je polarita řídicího napětí dána pólováním varikapu v obvodu a vhodným nastavením jeho předpětí. Bude-li se např. řídicí napětí z výstupu IO (obr. 18a) zvětšovat ze 6 V na 6,5 V, bude se napětí na varikapu vzhledem k pevnému předpětí 8 V zmenšovat ze 2 V na 1,5 V a kapacita obvodu se zvětší. Tím se sníží kmitočet oscilátoru a obvod se doladí. Bude-li varikap pólován opačně a zmenší-li se jeho předpětí na 4 V (obr. 18b), pak se při zvětšení řídicího napětí z IO na 6,5 V zvětší napětí na varikapu na 2,5 V, jeho kapacita se zmenší a kmitočet se úměrně zvýší. Potřebná velikost předpětí se nastaví odpory R_{18} a R_{20}.

Má-li být tento způsob dolaďování kmitočtu použit u poměrového detektoru, kde je při vyladění přijímaného signálu výstupní úroveň nulová, lze v případě, že se při rozladění oscilátoru směrem k vyššímu kmitočtu řídicí napětí zvětšuje, zapojit obvod stejným způsobem a předpětí nastavit na 2 V. Mění-li se však řídicí napětí opačně (tj. se zvýšením kmitočtu je zápornější), je třeba varikap zapojit opačně a vytvořit pro něj záporné předpětí. V uvedeném zapojení nelze záporné předpětí vytvořit běžným způsobem. Lze si však pomoci využitím spádu



Obr. 18. Předpětí pro varikap v obvodu ADK; a – kladné, b – záporné, c – záporné s nulovou střední úrovní ADK

napětí na pracovním odporu v emitoru oscilátorového tranzistoru. I když bude napětí menší, pro účely doladění plně postačí; jeho využitím se navíc zjednoduší zapojení obvodu ADK.

Zapojení obvodu je na obr. 18c. Je z něj patrno, že byly vypuštěny oba odpory pro předpětí a kondenzátor. Varikap je připojen svou katodou přímo na emitor tranzistoru a anodou na řídicí napětí.

Ve všech uvedených případech zapojení ADK je nutné, aby zemnicí vodič vstupní jednotky byl galvanicky propojen se zemnicím vodičem mf zesilovače a detektoru, aby byl obvod řídicího napětí stejnosměrně uzavřen.

Řídicí napětí pro dolaďování oscilátoru musí být dokonale filtrované, aby nf složka, která je na společném vývodu se zbytkovým napětím z demodulátoru, kmitočtově nerozlaďovala oscilátor a nepůsobila rušivě na přijímaný signál. Filtrační řetězec (*RC*) však nesmí mít příliš velkou časovou konstantu, aby bylo dolaďování dostatečně účinné.

Varikap pro ADK se vpájí do obvodu oscilátoru až po úplném uvedení celé jednotky do provozu společně s mf zesilovačem a demodulátorem. Místo něj se však musí pro zajištění činnosti oscilátoru provizorně zapojit kondenzátor 15 pF (nejlépe ze strany spojů). Po zapojení varikapu se oscilátor poněkud rozladí. Toto rozladění je nutno kompenzovat při úplném zapojení obvodu ADK změnou jednoho z obou odporů v obvodu předpětí. Jemně lze obvod doladit změnou kapacity trimru v laděném obvodu oscilátoru.

ADK se vypíná tak, že se odpojí přívod od varikapu na demodulátor a připojí se na odporový dělič napětí (odporový trimr), který je nastaven tak, aby napětí na něm odpovídalo klidovému napětí na výstupu ADK z integrovaného obvodu. K přepínání lze výhodně využít přepínacích tlačítek Isostat.

Nastavení jednotky, pokud máme možnost nastavit oscilátorový kmitočet do pásma (76 až 111 MHz), není obtížné. Pro dosažení špičkových parametrů, tak jak jsou uvedeny v charakteristice na obr. 19, se však stěží obejdeme bez Polyskopu, i když s notnou dávkou trpělivosti, je i toto nastavení v zásadě možné – avšak jen za předpokladu, že všechny použité součástky budou bezpodmínečně těch typů, které jsou vhodné do vf obvodů (nikoli „co dům dal").

Nejprve je nutno uvést do provozu oscilátor (s pevným kondenzátorem místo varikapu v obvodu ADK) a naladit ho do pásma. Další činnost se pak již soustředí pouze na naladění vstupního obvodu a pásmové propusti.

Zjistit, kmitá-li oscilátor, je možno velmi snadno TV přijímačem, přepnutým na některý vyšší kanál (např. 8 k) a s anténou (kus drátu) v blízkosti oscilátoru. Při ladění oscilátoru se v některém místě musí „oživit" šum na obrazovce, případně obrazovka potemní (reaguje na signál oscilátoru).

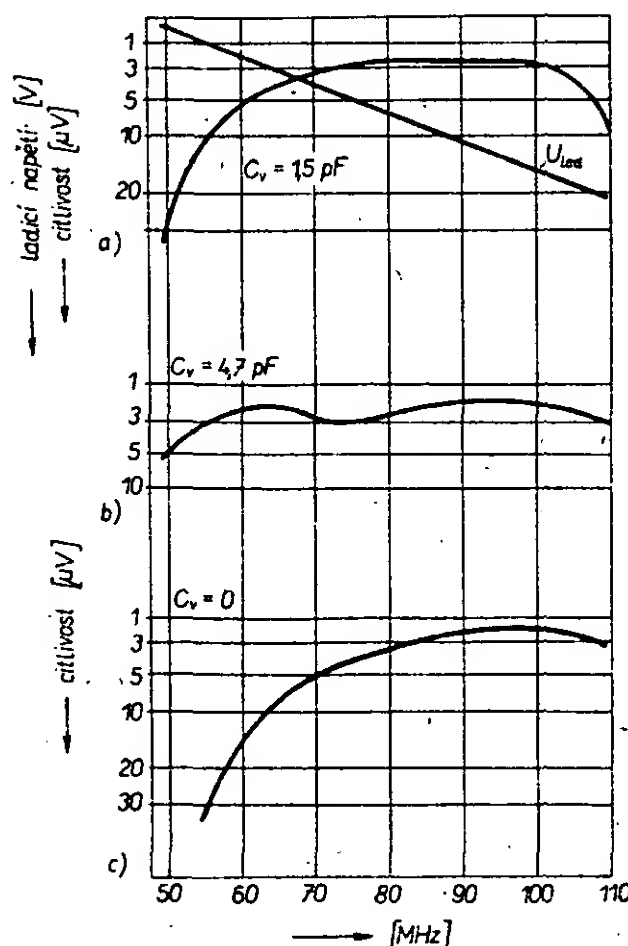
Doladění oscilátoru do pásma je v provedení s plošnou cívkou záležitostí naladění v horní části kmitočtového pásma kapacitním trimrem, neboť dolní část pásma je naladěna napevno indukčností cívky. Změnou kapacity trimru se dolní pásmo mění jen málo. Při nastavení oscilátoru do pásma 87 MHz až 100 MHz po uvedení přijímače do provozu si lze pomoci (pokud nebyl zachycen nějaký vysílač v tomto pásmu) využitím příjmu vyšších harmonických rozkladových obvodů, které vyzařuje TV přijímač. Toto rušení, vrčení, klokotání aj. se vyskytuje v pásmu 86 až 88 MHz a může být použito jako vodítko pro přibližné naladění spodního okraje tohoto pásma.

V pásmové propusti zapojené mezi vstupní tranzistor a směšovač nelze u plošných cívek zajistit dokonale lineární průběh zesílení v celém požadovaném rozsahu přeladění. Použije-li se však u této indukční vazby ještě přídavná vazba kapacitní, linearita se výrazně zlepší úměrně se zvětšováním kapacity vazebního kondenzátoru. Vazební kondenzátor s větší kapacitou však neúměrně zhoršuje selektivitu pásmové propusti, čímž zhoršuje potlačení nežádoucích a rušivých elementů (zrcadlových kmitočtů či intermodulace). Nejvýhodnější je proto volit kompromisní řešení s kondenzátorem velmi malé kapacity 0,5 až max. 1,5 pF. U takové vazby ještě převládá indukční charakter a je-li obvod nastaven tak, aby zesílení bylo největší v místech, kde lze v přelaďovaném pásmu očekávat slabší signály, tedy na vyšších kmitočtech, není poněkud horší citlivost v našem pásmu příliš na závadu.

Kondenzátory o kapacitě 2,2 nF u jednotlivých laděných obvodů slouží ke stejnosměrnému oddělení obvodů. Musí mít malé rozměry a co nejmenší indukčnost, aby příliš neměnily rezonanční kmitočet obvodů. Vhodné jsou malé typy poduškového provedení (hnědé barvy). Jejich kapacita není kritická a může být 1 až 4,7 nF. Přívody ke všem součástkám v laděných obvodech musí být co nejkratší, aby se neuplatnila jejich indukčnost. Všechny použité ostatní kondenzátory jsou poduškovité či terčíkové. Stéblové (trubičkové) kondenzátory není vhodné používat pro jejich poměrně velkou indukčnost. Odpory jsou běžně malého provedení; vhodný je typ TR 112a.

Sladění ve spodní části rozsahu (naše pásmo VKV) je v podstatě určeno mechanickým provedením plošných cívek, je tedy pevně dáno. V horní části se naopak uplatňuje kapacitní část laděných obvodů. Zde je pro dobré sladění velmi důležité, aby byl průběh charakteristik varikapů v závislosti na ladicím napětí zhruba od 7 V stejný. Protože v této části pásma jde především o dálkový příjem, je důležité, aby co největší část pásma byla v souběhu a mohlo se tak v maximální míře využít dosažitelné citlivosti. Jednotlivé obvody se na nejlepší přenos signálu naladí kapacitními trimry v laděných obvodech v blízkém okolí kmitočtu 94 MHz na největší zesílení. Máme-li vhodné přístrojové vybavení, doladíme obvody na minimální šum při malé vstupní úrovni signálu. Oscilátorový kmitočet by měl být nastaven tak, aby při ladicím napětí 2 V byl 76 MHz (odpovídá příjmu v okolí kmitočtu 65 MHz).

Pokud ladicí napětí souhlasí a dolaďovací trimry jsou nastaveny na maximální přenášený signál, je jednotka nastavená. Výstupní signál ze směšovače musí být veden do vhodného filtru 10,7 MHz, který je realizován buď obvodem *LC* nebo filtrem v tuhé fázi (keramický aj.).



Obr. 19. Citlivost vstupní jednotky v závislosti na kapacitě kondenzátoru C_v a na nastavení vstupních obvodů; a) – C_v = 1,5 pF, b) – C_v = 4,7 pF, c) – C_v = 0

Technické parametry vstupní jednotky

(měřeno podle předpisu pro nastavení přijímače TESLA 813 A).

Použité přístroje: cejchovní FM-AM signální generátor Marconi Instrument, rozsah 10 až 240 MHz, 0 až 200 mV;

měřicí přijímač Eddystone 990 R, 27 až 240 MHz;

osciloskop Hewlett – Packard, 0 až 250 MHz;

šumový generátor TESLA BM 380;

generátor-sweeper 8601A Hewlett Packard, rozsah 0,1 až 110 MHz;

milivoltmetr TESLA BM 384.

Zdvih Δf = 40 kHz, s/š = 26 dB,
modulační kmitočet f_m = 1 kHz.
Vstupní impedance 300 Ω sym. – symetrie obou vstupů proti zemi (2× 75 Ω) byla v celém přelaďovaném pásmu 1 až 2 dB.

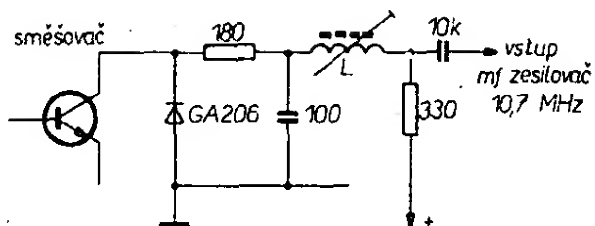
Vstup 75 Ω, kapacita C_v = 1,5 pF:
potlačení rušivých signálů na kmitočtu
70 MHz: 1/2 mf (75 MHz) ... 54 dB,
zrcadlový (91,4 MHz) ... 50 dB;
90 MHz: 1/2 mf (100,3 MHz) ... 70 dB,
zrcadlový (116,4 MHz) ... 63 dB.

vstupní citlivost: viz obr. 19a, F = 5 až 6 dB.
Nastavení jednotky na max. citlivost bez ohledu na potlačení rušivých signálů, C_v = 4j7:
vstupní citlivost: viz obr. 19b,
potlačení zrcadlového kmitočtu: 36 až 42 dB,
potlačení kmitočtu 1/2 mf: 44 až 52 dB.

Nastavení jednotky bez zapojeného C_v:
vstupní citlivost: viz obr. 19c,
potlačení zrcadlového kmitočtu: 54 dB,
potlačení kmitočtu 1/2 mf: 66 dB.

Vstupní jednotku lze připojit k libovolnému zesilovači FM 10,7 MHz. Podle řešení vstupního obvodu mf zesilovače je nutno přizpůsobit výstupní obvod směšovače. Pokud je na vstupu mf zesilovače klasická pásmová propust, je připojení směšovače běžné, na primární obvod. Stejně tak je tomu, je-li na vstupu uvažován keramický filtr 10,7 MHz. Má-li zesilovač selektivní obvody až za vstupním tranzistorem, je nutno navázat výstup směšovače na vstup tohoto tranzistoru přes vhodný mf filtr. Má-li mf zesilovač v dalších stupních laděné obvody s velkou selektivou, pak lze směšovač navázat pomocí jednoduchého obvodu *LC* podle obr. 20. Cívka L má 26 závitů drátu o průměru 0,3 mm CuL a je navinutá na kostřičce o průměru 5 mm s feritovým jádrem M4. Dioda GA206 omezuje velmi silné signály a brání tak přebuzení vstupního obvodu mf zesilovače.

Pokud zapojení mf zesilovače nezajišťuje dokonalou selektivitu, je nutno použít selektivní obvod stejného typu, jaký je zapojen



Obr. 20. Propojení směšovače vstupní jednotky VKV a mf zesilovače

v následujících obvodech zesilovače. Vstupní jednotku je vhodné připojit k zesilovači co nejkratším spojem, případně souosým kabelem.

Anténní předzesilovač a konvertory

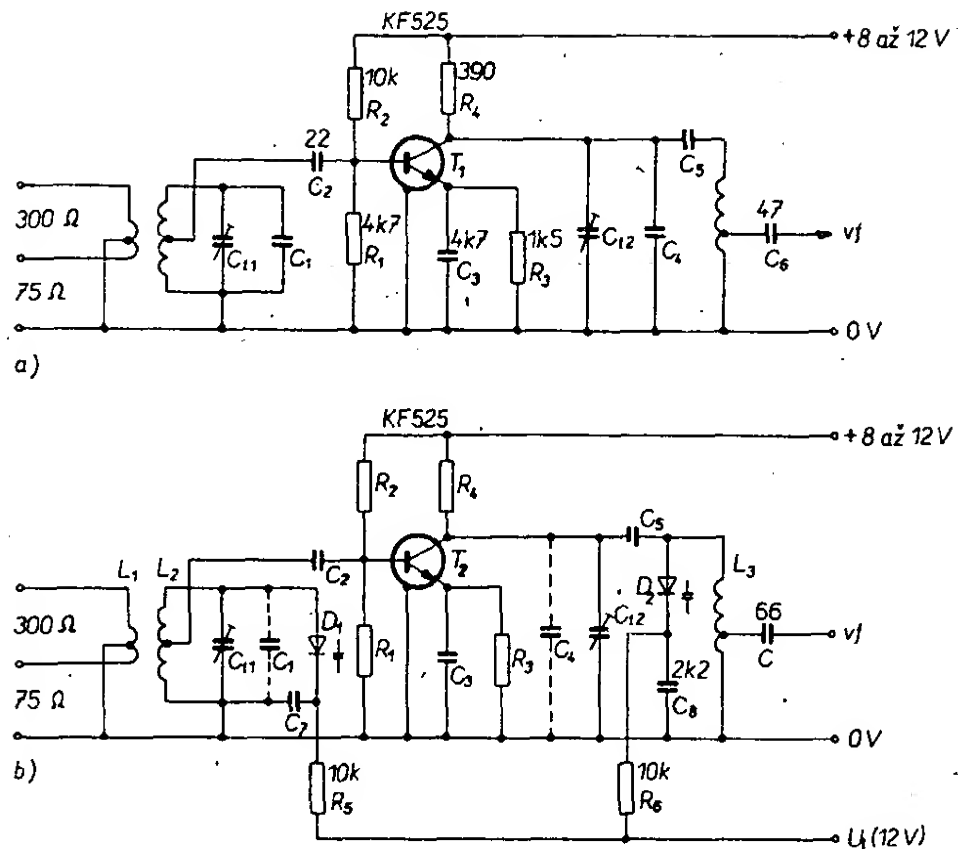
Anténní předzesilovače používáme především všude tam, kde je nutno použít napáječ značné délky (25 a více metrů). Používat předzesilovače u antény, která je propojena s velmi kvalitním přijímačem pouze několika metry napáječe, je naprosto zbytečné, neboť velkou citlivost přijímače (pod 2 μV) a jeho malé šumové číslo nelze již běžnými tranzistory vylepšit, spíše naopak – do signálu se dostává šum a jiné parazitní signály, vyvolané křížovou modulací případně intermodulací vlivem nelineární zesilovací charakteristiky běžných vf tranzistorů. Kvalitnějšího signálu lze v takovém případě dosáhnout jedině použitím výkonnější antény. Pro přijímače s citlivostí 3 až 5μV je vhodné použít (kromě výkonné antény) předzesilovač úzkopásmově přeladitelný; u něhož je nebezpečí vzniku nelineárního zkreslení velmi malé. U přijímačů s horší citlivostí je možno použít i předzesilovače zesilující celé přelaďované pásmo kmitočtů.

Uvažujme dále přijímač středního typu, který lze považovat u spotřebitelské veřejnosti za nejrozšířenější. Jde o většinu současných přijímačů tuzemské výroby i přijímačů dovážených a běžně na trhu dostupných, včetně většiny amatérských jakostních přijímačů. U těchto přijímačů jsou ve vstupních obvodech používány buď bipolární tranzistory, nebo tranzistory typu MOS levnějšího provedení s šumovým číslem F pohybujícím se mezi 3 až 5 dB. Předpokládáme-li, že zisk dalších zesilovacích stupňů v přijímači je vyhovující, je mezní citlivost přijímače omezena pouze šumovými vlastnostmi obvodů na jeho vstupu. Určujícím parametrem šumových vlastností vstupních obvodů je šumové číslo vstupního vf tranzistoru.

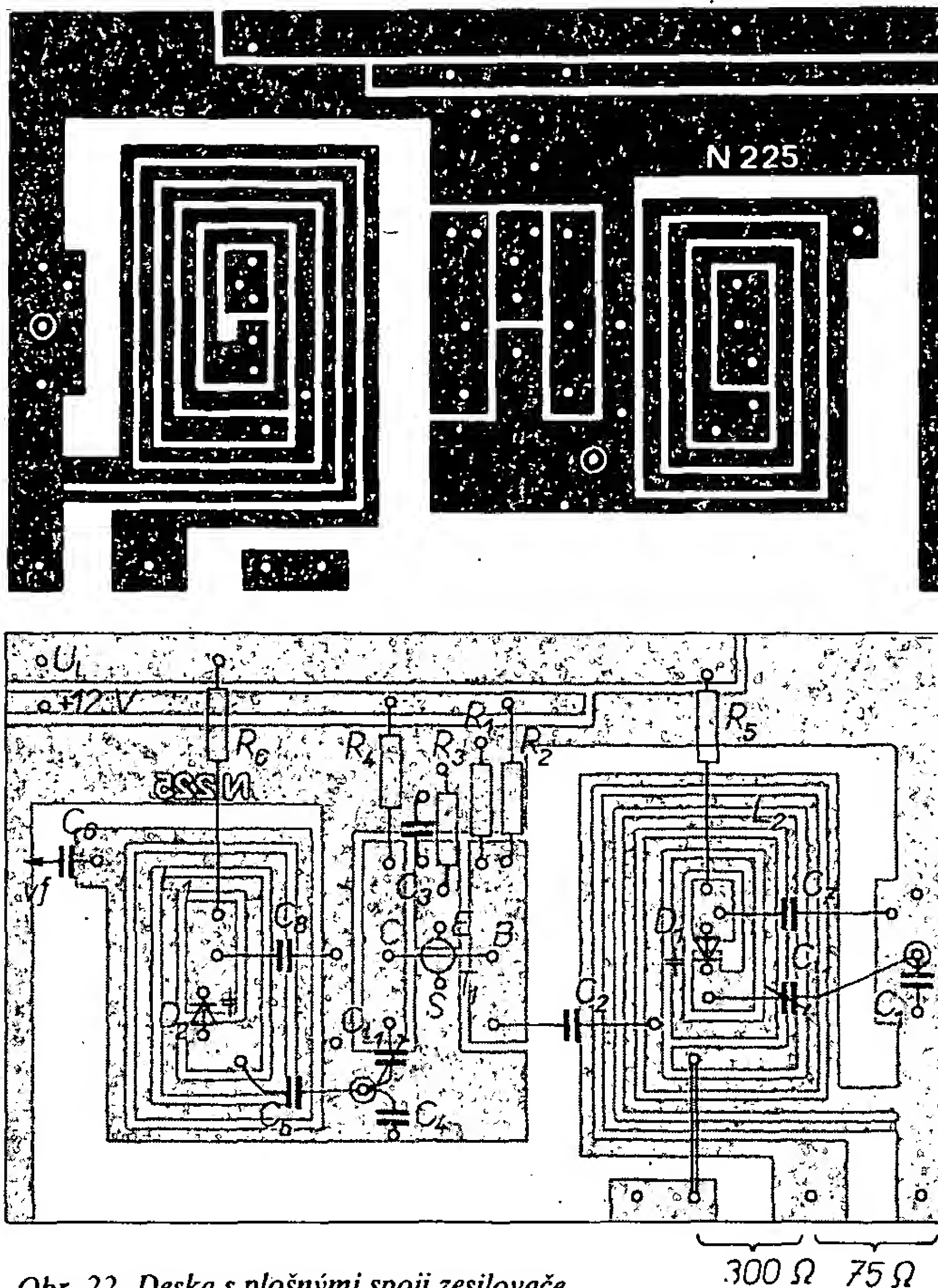
Je-li pro obvod signálu od antény k přijímači použit krátký napáječ (do 10 m), uplatňuje se jeho útlum jen nepatrně. Chceme-li přesto použít neladěný anténní předzesilovač, pak je nutné, má-li být vůbec funkčně využit, použít v něm tranzistor s menším šumovým číslem, jinak se poměr signál/šum na výstupu přijímače ještě zhorší a výsledný efekt je právě opačný, než byl původní záměr. Zlepšení příjmových podmínek lze dosáhnout i s tranzistorem se stejným šumovým číslem jako má tranzistor v přijímači, je-li zapojen v předzesilovači, který je laděn úzkopásmově, tj. který je vždy přeladěn na přijímaný kmitočet. Je-li v místě příjmu možno zachytit pouze jeden vzdálený vysílač, postačuje předzesilovač pouze pevně nastavený, v případě příjmu většího počtu vysílačů je výhodné použít předzesilovač s dálkovým laděním obvodů.

Má-li předzesilovač dálkově laděné obvody, vzniká u něj určité nebezpečí, že při jejich nedokonalém souběhu bude výsledný efekt horší, než by bylo možno očekávat. Má-li být laděných obvodů více (dva, tři), pak je vhodné, aby tyto obvody nebyly navrhovány extrémně úzkopásmové, ale byly poněkud širší (tj. s menší jakostí), aby případná tolerance kapacitně proměnných prvků – varikapů – byla částečně kompenzována. Pokud jde o zesilovač jednostupňový s jedním laděným obvodem, lze použít indukčnosti s velkou jakostí, u vícestupňových předzesilovačů je vhodné použít cívky s menším Q (vyhovují cívky plošné, zhotovené přímo na desce s plošnými spoji). Takto řešený předzesilovač je také konstrukčně i výrobně jednodušší, neboť odpadá zhotovování a nastavování přesných cívek. Šumové poměry takového zesilovače jsou však méně příznivé, pro špičkové přijímače je tento předzesilovač nevhodný.

Na obr. 21a je schéma jednoduchého, pevně nastavitelného, úzkopásmově laděného anténního předzesilovače, na obr. 21b pozměněné zapojení s dálkovým laděním přes obě pásma VKV. Tento předzesilovač má tak plochou křivku pásma propustnosti, aby i při pevném nastavení na jeden kmitočet neměl při okrajích pásma výrazný útlum. Při naladění na maximum obou obvodů na jednom přijímaném kmitočtu je propustná šířka pásma pro pokles 3 dB asi 4,5 MHz. Deska s plošnými spoji na obr. 22 je řešena tak, aby ji bylo možno použít jak pro zapojení s pevným, tak i s proměnným naladěním. Celý



Obr. 21. Úzkopásmový zesilovač pro VKV; a – pevně nastavitelný, b – dálkově laděný



Obr. 22. Deska s plošnými spoji zesilovače

předzesilovač je konstruován s plošnými cívkami, aby stavba byla co nejjednodušší. Zisk je podle provedení, použitých součástek a nastavení 12 až 18 dB. Vstupní obvod je řešen pro připojení na anténu 75, případně 300 Ω a předzesilovač je možno instalovat přímo do krabičky u vývodů dipólu. Výstupní obvod je řešen pro připojení souosého kabelu 75 Ω.

Při pevném naladění se oba dolaďovací trimry nastaví buď na největší intenzitu přenášeného signálu zvolené stanice, nebo se nastaví uprostřed pásma, tj. na kmitočtu 94 MHz. Je-li předzesilovač použit v našem pásmu, pak je třeba připojit ke kapacitním trimrům ještě paralelní kondenzátor 68 pF. Při plynulém dálkovém přelaďování jsou oba obvody řešeny tak, aby s varikapy KB109 bylo možno přelaďovat předzesilovač přes obě pásma VKV (ladicí napětí 12 až 15 V je zároveň i napětím napájecím).

Konvertory

Přijímače středních jakostních tříd, které jsou běžně v prodeji, mají obvykle pouze jedno z obou používaných pásem VKV. Výhodné příjmové podmínky, cesty do zahraničí (NDR) s přijímačem, či nákup přijímače s jednou normou pro pásmo VKV podněcují majitele k doplnění takového přijímače zařízením, které umožní příjem i ve druhém pásmu.

Konvertory pro převod z jednoho pásma VKV do druhého jsem se na stránkách odborné literatury již zabýval několikrát, přesto však (na žádosti čtenářů) se zde ještě k této problematice vracím se dvěma návody na jednoduché netradiční provedení konvertoru s plošnými cívkami.

V dřívější době běžně řešené konvertory s pevně laděnými obvody již dnes, při značné zaplněnosti pásma silnými vysílači, ustupují do pozadí. S výhodou je lze ještě použít u přijímačů, které lze ladit až do kmitočtu 108 MHz, u nichž lze vhodným naladěním konvertoru převést větší část našeho pásma právě do pásma od 100 do 108 MHz. Opačný převod je již tímto způsobem pevného nastavení *téměř nemožný vzhledem k husté síti* našich vysílačů a podstatně užšímu kmitočtovému pásmu přijímačů s naší normou.

Druhý způsob konverze, plynulé přeladění, je podstatně výhodnější. Vstupní obvody přijímače tvoří v tomto případě mezifrekvenční stupeň, který pracuje na určitém, předem zvoleném (vyladěním přijímače) kmitočtu a příslušné stanice se v převáděném pásmu ladí změnou kmitočtu oscilátoru v konvertoru. Přijímaná stanice se tedy ladí přímo konvertorem. Výhoda tohoto řešení je zřejmá. Laděním přijímače s připojenou anténou (bez konvertoru) se najde na pásmu místo, na němž není žádná stanice a výstupní obvod směšovače v konvertoru se na tento kmitočet naladí. Konvertor pracuje jako běžná vstupní jednotka, s níž je přijímač schopen dosáhnout požadované citlivosti.

Konvertor je tedy svým zapojením a funkcí v podstatě vstupní jednotkou, u níž oscilátor kmitá na takovém kmitočtu, aby výsledný signál ze směšovače měl kmitočet odpovídající kmitočtu, který je vyladěný přijímačem. Tím se velmi výrazně zvětší možnost příjmu stanic převáděného pásma a omezí se i vznik nežádoucích a parazitních příjmů i signálů, které by jinak zhoršovaly kvalitu přijímaného signálu a mohly by zavádět do přenosové cesty zkreslení, nehledě na to, že se u neladěného konvertoru velmi často vzájemně pokrývají stanice převáděné se stanicemi původního pásma.

Jako každá vstupní jednotka VKV může být i konvertor řešen několika známými způsoby, a to buď nejjednodušeji jako kmitající směšovač, směšovač s oscilátorem, případně ještě s předzesilovačem. Zapojení s kmitajícím směšovačem je sice velmi jednoduché, ale nejméně vhodné a lze je použít pouze při převodu velmi silných vysílačů, neboť při převádění dochází ke značnému útlumu vstupního signálu (40 dB i více). Další nevýhodou je, že oscilátorový obvod směšovače *je náchylný na intermodulaci* rušivým signálem; velmi často se to projeví při příjmu převáděného vysílače, je-li přijímač provozován v blízkosti síťového napětí. Toto síťové napětí se naindukuje do antény, ovlivní kmitočet oscilátoru a v příjmu se pak projeví jako brum, neodstranitelný ani sebelepší filtrací, či použitím bateriového napájení pro konvertor. Omezit lze tento brum jediným schůdným způsobem a to změnou polohy, případně i umístěním přijímače a napájením z baterie.

Oscilátor konvertoru, ať již pevně naladěného či přeladitelného, může kmitat buď na kmitočtu rozdílovém, nebo součtovém a to buď v okolí 25 MHz nebo v okolí 165 MHz. Oscilátor kmitající na nižším kmitočtu je sice stabilnější a proto snad i výhodnější pro kabelkové a přenosné přijímače, jeho harmonické kmitočty jsou však jak v pásmu přijímače, tak i v převáděném pásmu VKV a ruší tak příjem. U oscilátoru s kmitočtem v okolí *165 MHz spadají harmonické složky* oscilátorového kmitočtu i směšovací produkty do vyšších kmitočtových pásem, než je pásmo přijímaných kmitočtů. Navíc lze laděný obvod oscilátoru pro tento kmitočet výhodně realizovat plošnou cívkou na desce s plošnými spoji. Napětí pro oscilátor je však vhodné stabilizovat, aby se kmitočet oscilátoru s časem neměnil.

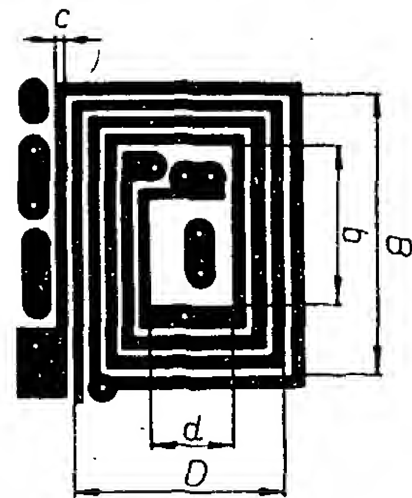
Konvertor lze do přijímače vestavět napevno bez vypínání, pak je ovšem nebezpečí vzájemného rušení při příjmu v původním *pásmu, nebo lze použít vícepólový spínač,* jímž se jednak vypne napájení konvertoru a jednak se anténní přívod přepojí ze vstupu konvertoru přímo na vstup přijímače.

Z hlediska odolnosti oscilátoru proti intermodulaci je výhodné zapojit konvertor se samostatně kmitajícím oscilátorem. Zapojení s oscilátorem odděleným od směšovače má navíc tu výhodu, že signál oscilátoru je podstatně v menší míře vyzařován do obvodu antény, než je tomu u kmitajícího směšovače. Je to dáno tím, že oscilátorový obvod je na vstupní obvod směšovače *vázán* velmi volně, čili nakmitané napětí je velmi malé. Díky této volné vazbě je také průnik rušivých signálů z antény do oscilátoru nepatrný a kmitočet oscilátoru není výrazněji ovlivňován. Avšak i tento konvertor je, vzhledem ke značnému útlumu při konverzi, určen k převodu pouze silnějších signálů. Konvertor tohoto typu s plošně řešenými cívkami je dále podrobně popsán.

Pro příjem vzdálených vysílačů s malou intenzitou pole v místě příjmu je nejvhodnější řešit konvertor obdobně, jako jsou řešeny jakostnější vstupní jednotky: samostatný oscilátor, směšovač a předzesilovač. Z důvodů výše uvedených je výhodné řešit tento konvertor dále jako plynule přeladitelný a připadně jej použít i jako anténní předzesilovač, zapojený a instalovaný přímo u antény. I tento typ konvertoru je dále podrobně popsán.

Plošné cívky vstupních i výstupních obvodů obou konvertorů jsou stejné a rozměrově shodné se vstupní cívkou již popsané jednotky VKV. Protože je na stránkách tohoto čísla AR řady B věnována větší pozornost problematice plošných cívek, je dále podrobný teoretický i prakticky rozbor návrhu plošné cívky vstupního obvodu tak, aby bylo možno podle něj řešit plošné cívky pro libovolné užití v technice VKV.

Při teoretickém výpočtu vycházíme ze



Obr. 23. Plošná cívka vstupního obvodu

vzorce, který udává výslednou indukčnost plošné cívky

$L = 0{,}0241 a n^{5/3} \log 8a/c,$

kde L je indukčnost v μH,
n počet závitů plošné cívky,
c šířka plošného závitu v mm,
a délka strany středního závitu cívky (viz obr. 23) v cm.

Požadovanou indukčnost cívky určíme z Thomsonova vzorce $f^2 LC = 25\,300$.

V dalším výpočtu budeme uvažovat cívku, která je již vestavěna v obvodu a zatížená obvodovými prvky vstupního obvodu, pracující s největší dosažitelnou jakostí na kmitočtu 95 MHz (jakost Q v nezatíženém stavu je 110). Dále předpokládejme, že celková kapacita všech přídavných spojů, mezizávitových kapacit a hlavně vstupní kapacity tranzistoru je asi 10 pF. Připojený *trimr* pro doladění a další přídavná kapacita (v případě vstupní jednotky varikap) zvětšují kapacitu o dalších 6 pF na uvedeném kmitočtu. Výsledná kapacita, která je tak připojena paralelně k cívce rezonančního obvodu, bude 16 pF. Indukčnost cívky pak bude

$$L = \frac{25\,300}{f^2 C} = \frac{25\,333}{95^2 \cdot 16} = 0{,}175\ \mu H$$

[μH; MHz, pF].

Protože u popisovaných zapojení požadujeme, aby plošná cívka nebyla příliš rozměrná, dáme si předpoklad, že vnější rozměry musí být 26 × 20 mm a vnitřní volný prostor, ve kterém je i v případě vstupní jednotky umístěn obvod varikapu, zvolíme nejméně 7 × 10 mm, tedy $B = 2$ cm, $D = 2{,}6$ cm, $b = 0{,}7$ cm, $d = 1$ cm. Odtud je délka strany středního závitu

$$a = \frac{B + D + b + d}{4} = \frac{2 + 2{,}6 + 0{,}7 + 1}{4} = 1{,}55\ \text{cm}.$$

Dále je třeba zvolit vhodnou šířku plošného závitu cívky. Čím je závit širší, tím je cívka jakostnější; širší závit je také žádoucí z výrobního hlediska. Hlavně v amatérské praxi je výhodné snažit se raději o širší závit, aby možnost jeho zničení při pájení byla co nejmenší. Protože je však z důvodů dobré symetrie anténního vstupního vinutí třeba vsunout mezi jednotlivé závity vstupní cívky ještě závity vinutí anténního, omezíme se na kompromisní řešení a budeme uvažovat šířku závitu 1 mm, tedy $c = 1$ mm. Tím máme zjištěny dva důležité parametry plošné cívky a můžeme vypočítat

$\log 8a/c = \log 8 \,.\, 1{,}55/1 \doteq 1{,}093.$

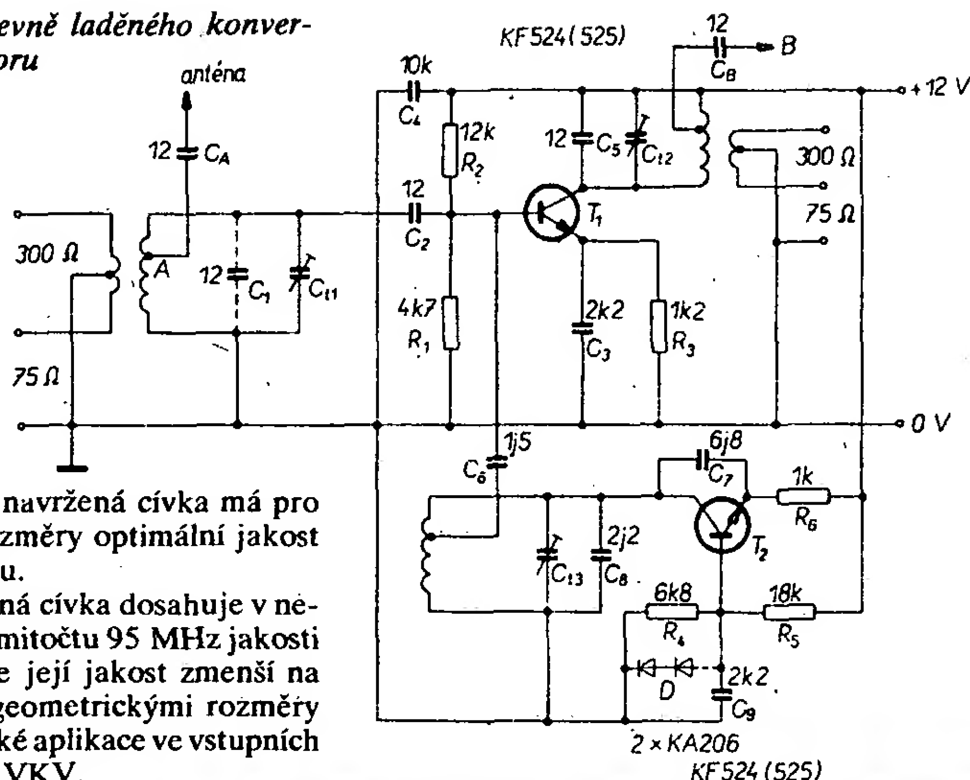
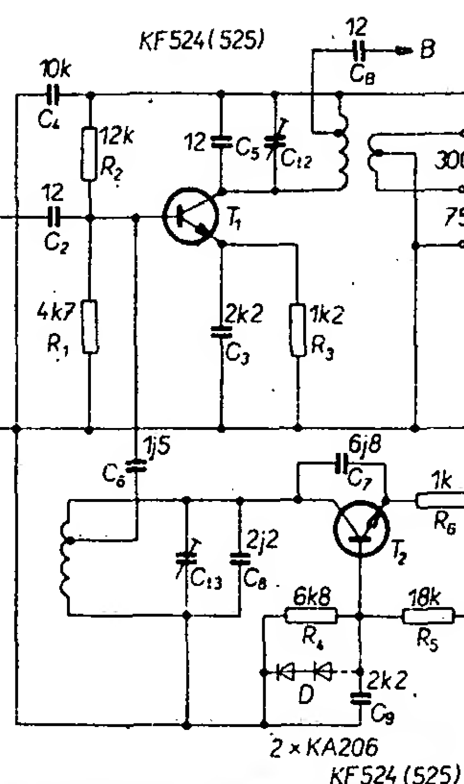
Nyní zbývá vypočítat potřebný počet závitů plošné cívky a tím také zjistit mezeru mezi závity. Z výše uvedeného vztahu vyplývá, že

$$n^{5/3} = \frac{L}{0{,}0241 a \cdot \log 8a/c} = \frac{0{,}175}{0{,}0408} \doteq 4{,}3$$

a odtud již počet závitů $n = \sqrt[5]{4{,}3^3} = 2{,}4$ z.

Cívka se do uvažovaného prostoru navrhne tak, aby všechny závity, jak vstupní cívky, tak i anténního vinutí měly stejnou šířku i vzdálenost. Pak mezera mezi jednotlivými závity vychází asi 0,8 až 1 mm (šířku závitu musíme upravit, má-li být na něj připájen vývod).

Obr. 24. Zapojení pevně laděného konvertoru

Takto vyřešená a navržená cívka má pro dané geometrické rozměry optimální jakost na zvoleném kmitočtu.

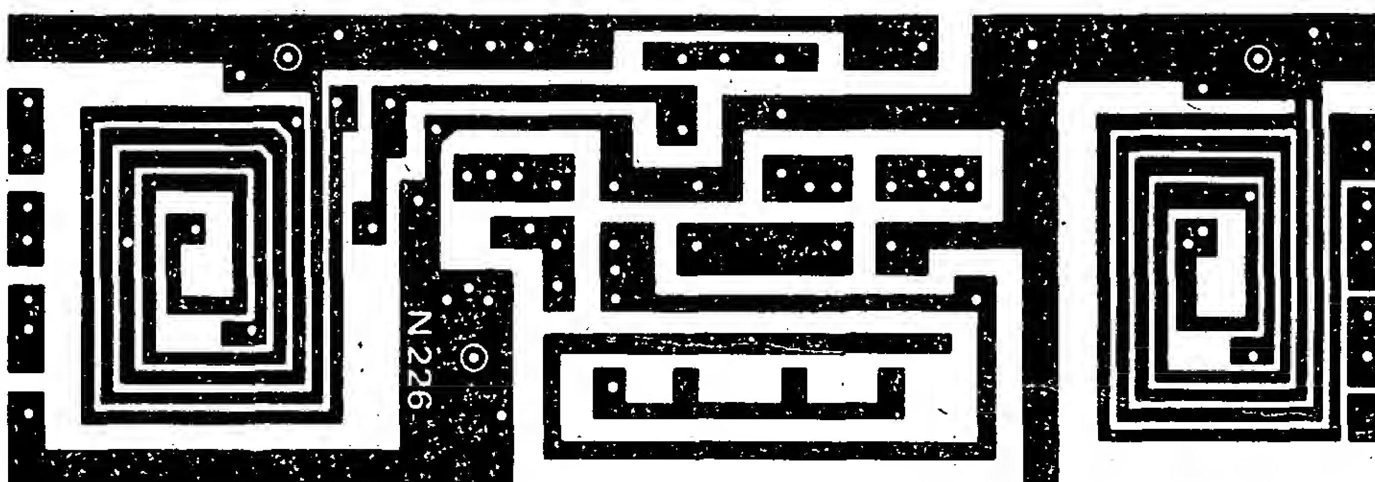
Prakticky provedená cívka dosahuje v nezatíženém stavu na kmitočtu 95 MHz jakosti 110 a na 70 MHz se její jakost zmenší na 100; svou jakostí i geometrickými rozměry vyhovuje pro praktické aplikace ve vstupních obvodech zesilovačů VKV.

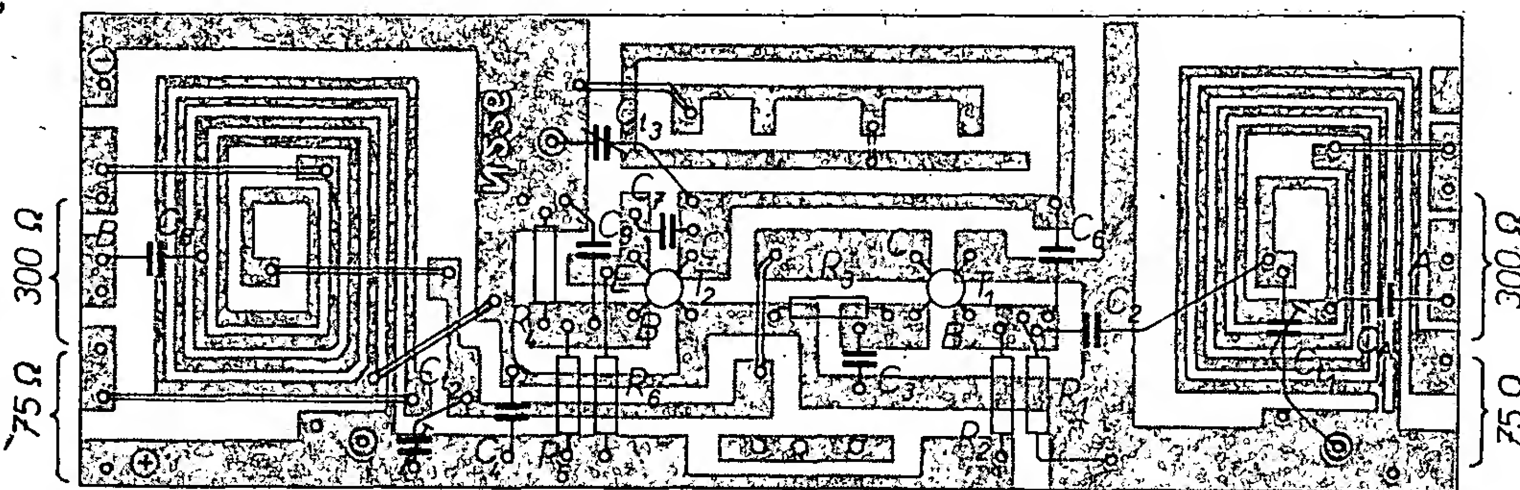
Při praktickém návrhu a umístění cívky na desce s plošnými spoji je třeba také počítat s rozložením dalších součástek, které jsou přímo propojeny s cívkou. Délka jejich přívodů totiž může velmi značně ovlivnit výslednou indukčnost i jakost cívky, neboť přívodní vodič svou délkou a polohou nad závity cívky může způsobit jak zvětšení, tak i zmenšení výsledné indukčnosti, je-li umístěn proti směru toku magnetického pole cívky (protisměrný závit). Proto přívodní vodič děláme co nejkratší a raději dále od plošné cívky, případně jím můžeme kompenzovat (doladit) určité nepřesnosti ve výsledné indukčnosti. Přesné určení a poloha těchto přívodů je proto věcí experimentálního zjištění a je třeba při stavbě bezpodmínečně dodržet návod k rozložení součástek na desce a použít součástky předepsané, nikoli náhodně vybrané, jinak nelze zaručit takové parametry obvodu, jaké byly dosaženy u experimentálního vzorku.

Pro pevně naladěný konvertor (obr. 24) je určena deska s plošnými spoji na obr. 25. Tato deska je použitelná jak pro konvertor převádějící signály z jednoho pásma VKV do druhého, tak také pro jednostupňový či kaskódově zapojený anténní předzesilovač. U konvertoru určuje způsob konverze pásem velikost kapacity kondenzátorů v laděných obvodech. Přesto, že jsou použity výhradně plošné cívky, má deska s plošnými spoji malé rozměry a lze ji proto využít v běžném stolním přijímači, ale také u kabelkových přenosných přijímačů.

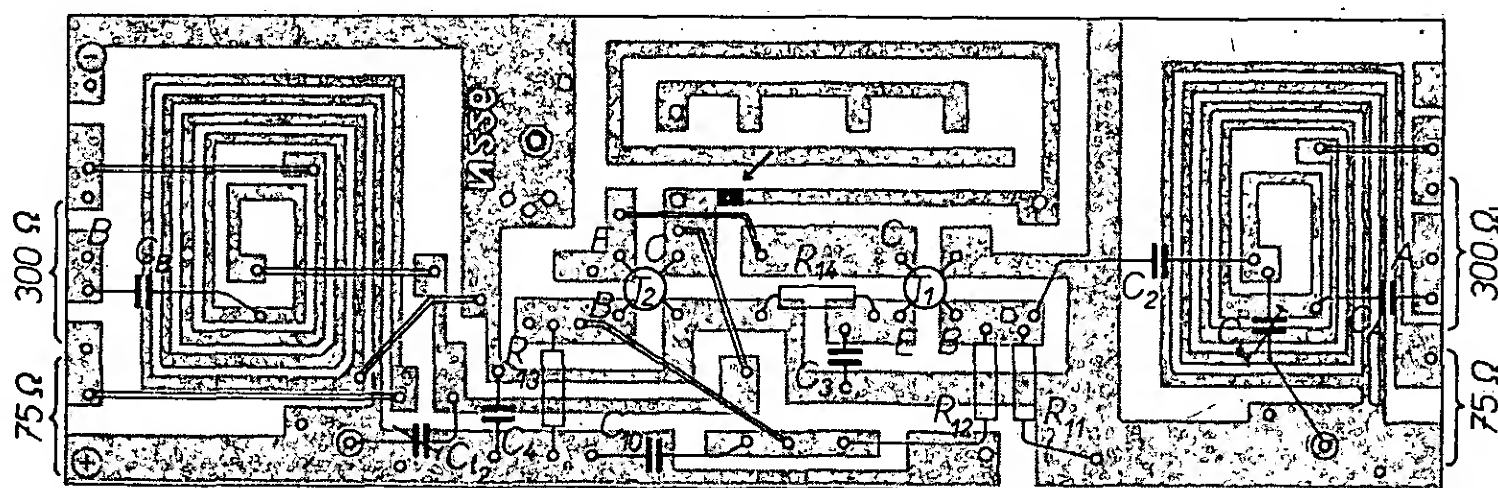
Má-li být konvertoru využito k převodu pouze jedné až dvou kmitočtově blízkých stanic (pro příjem dalších nejsou v daném místě vhodné příjmové podmínky), lze účinnost vstupního obvodu zvětšit tak, že se kondenzátor C_2 změní na 10 pF a připojí se na odbočku vstupní plošné cívky; lze i zapojit do obvodu emitoru místo odporu R_3 odporový trimr 1,5 kΩ a nastavit jím největší zesílení tranzistoru T_1.

Oscilátor v konvertoru pracuje v zapojení s uzemněnou bází a podle toho, z kterého pásma na které se má konverze uskutečnit, je přeladitelný jednak „skokem“ drobnou úpravou výstupků uvnitř plošné cívky oscilátoru (propájením), a jednak plynule doladěním skleněným kapacitním trimrem. Oscilátor je možno nastavit tak, aby se převáděná stanice mohla „vložit“ do libovolného místa na stupnici. Protože je v oscilátoru použit křemíkový tranzistor s vysokým mezním kmitočtem, je dostatečně zajištěna podmínka pro





Obr. 25. Deska s plošnými spoji pevně laděného konvertoru



Obr. 26. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji kaskódově zapojeného předzesilovače

Vstupní anténní obvod konvertoru na obr. 24 je řešen tak, aby k němu bylo možno připojit všechny běžné typy antén a to jak s napájením 300 Ω či 75 Ω, tak i prutovou, případně i drátovou „anténu“. Při instalaci konvertoru do přijímače s prutovou anténou (kabelkový přijímač, autoradio) se přívod od antény připojí přes kondenzátor C_A do bodu A vstupní cívky a přívod k přijímači se připojí přes kondenzátor C_B do bodu B výstupního vinutí.

Protože má konvertor pevně naladěné obvody, je třeba, aby vstupní obvod propouštěl pásmo větší šířky. I když při větší šířce propouštěného pásma vzrůstá nebezpečí vzniku parazitní modulace ve vstupním tranzistoru (má-li být konvertor schopen bez většího zeslabení převádět celé pásmo), je to v tomto případě jediné řešení. Vstupní obvod je proto tlumen nejen připojeným obvodem antény, ale také malou vstupní impedancí tranzistoru, která je přes kondenzátor C_2 připojena paralelně k celému rezonančnímu obvodu. Vlivem tohoto tlumení je však vf napětí nakmitané na tomto rezonančním obvodu pevně naladěném na střed převáděného pásma menší, avšak rovnoměrnější pro celé pásmo.

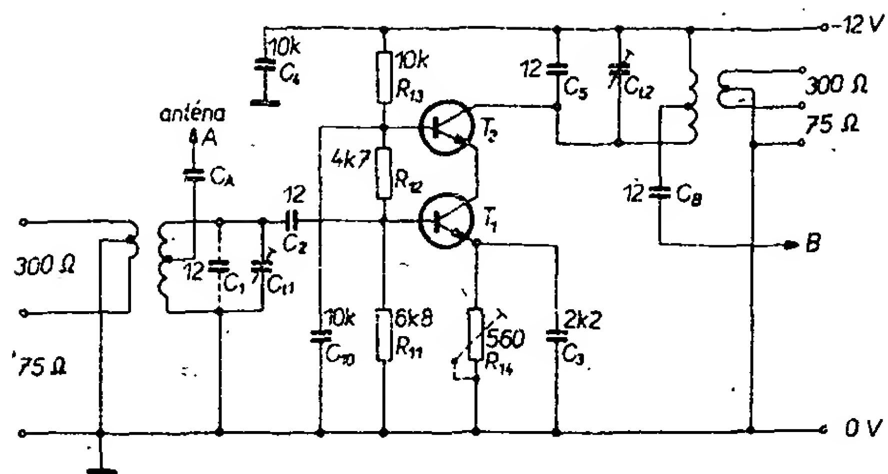
správnou funkci oscilátoru, aby výsledná fáze celého zapojení byla na vyladěném kmitočtu nulová. Ke kompenzaci malého fázového posuvu, který v obvodu vzniká, vyhovují plně kapacity kondenzátorů zapojené v obvodu oscilátoru. Je velmi důležité, aby měl oscilátor v konvertoru velmi dobrou kmitočtovou stabilitu, protože jde v podstatě v celé přenosové přijímací cestě signálu o dvojí směšování a tím se zvětšuje nebezpečí většího rozladění mezi oscilátorem v přijímači a oscilátorem v konvertoru. Proto je třeba zajistit stabilizaci napájecího napětí pro celý konvertor.

Paralelní kondenzátory C_1 a C_5 ve vstupním a výstupním obvodu určují svou kapacitou naladění konvertoru do příslušného pásma. Je-li konvertor použit k příjmu v pásmu 87 MHz až 104 MHz na přijímači s naším pásmem, je paralelní kondenzátor C_5 ve výstupním obvodu 18 pF a C_1 ve vstupním obvodu 2,2 pF. Pokud k doladění nepostačí kapacita trimrů, je nutno vyzkoušet paralelní kondenzátory různých kapacit. Při převodu našeho pásma na západní normu jsou kapacity kondenzátorů opačné; chceme-li umístit naše stanice do pásma nad 100 MHz, což je nejvýhodnější, odpadne zcela kondenzátor 2,2 pF.

Zapojení pevně nastavitelného konvertoru na desce s plošnými spoji je na obr. 25, laditelného na obr. 26. Propoje součástek (především v obvodu oscilátoru) musí být co nejkratší. U oscilátorové cívky se předběžně propojí druhý výstupek zprava. Spojky kapacitních trimrů a středů plošných cívek je nutno udělat měděným co nejkratším vodičem o průměru 0,3 až 0,5 mm.

Při uvádění do provozu se konvertor svým vstupem a výstupem připojí mezi přívod od antény a vstupní anténní zdířky přijímače a připojí se napájecí napětí, při prvním oživování raději ze dvou plochých baterií, zapojených do série. Je-li zaručeno, že v místě příjmu přichází z antény dostatečně silný signál převáděného kmitočtu, není k nalađení do pásma nutný vysokofrekvenční generátor. V opačném případě je tento přístroj velmi žádoucí, není-li, je třeba se obrnit trochou trpělivosti při nastavování. Podle druhu převodu připojíme na vstupní a výstupní obvod příslušné kondenzátory a po uvedení do provozu proladíme přijímač. Stanice původního pásma by měly zůstat prakticky beze změny, neboť i když je vstupní laděný obvod poněkud zeslabí, směšovací tranzistor, který pro jejich signály působí jako zesilovač, zeslabení opět vyrovná. Výstupní obvod konvertoru vyladíme na největší zesílení nějaké slabší stanice v tomto pásmu. Kmitá-li oscilátor, je možné, že se již v počáteční fázi oživování ozve v některé části prolaďovaného pásma nějaká stanice z převáděného pásma. Pokud tomu tak není, ponecháme ukazatel stupnice zhruba uprostřed a pozvolna protáčíme kapacitním prolaďovacím trimrem, případně měníme odbočku na cívce, až zachytíme příslušný signál. Po jeho zachycení doladíme oscilátor tak, aby přijímaná stanice byla na vhodném místě na stupnici přijímače. Pak ještě doladíme vstupní a případně (mírně) výstupní obvod na největší úroveň přijímaného signálu.

Obr. 27. Předzesilovač v kaskódovém zapojení



Anténní předzesilovač

Desku s plošnými spoji konvertoru lze, jak již bylo podotknuto, výhodně využít i pro stavbu jednoduchého jedno, případně dvoutranzistorového anténního předzesilovače. Vypuštěním tranzistoru v oscilátoru a naladěním vstupního a výstupního obvodu tranzistoru T_1 na přijímaný kmitočet uprostřed pásma (podle předchozího návodu) lze zesilovat celé příslušné kmitočtové pásmo při zmenšení zisku o 4 až 6 dB na obou koncích. Zisk na středním kmitočtu pásma se pohybuje kolem 12 až 15 dB. Pokud žádáme rovnoměrnější zesílení celého pásma VKV, pak obvody naladíme mírně rozložené tak, že vstupní obvod naladíme pro kmitočet zhruba ve druhé třetině pásma (bráno od dolního konce pásma) a výstupní obvod v jeho první třetině. Zisk předzesilovače se sice v celém pásmu mírně zmenší (asi o 3 dB), ale bude rovnoměrněji rozložen.

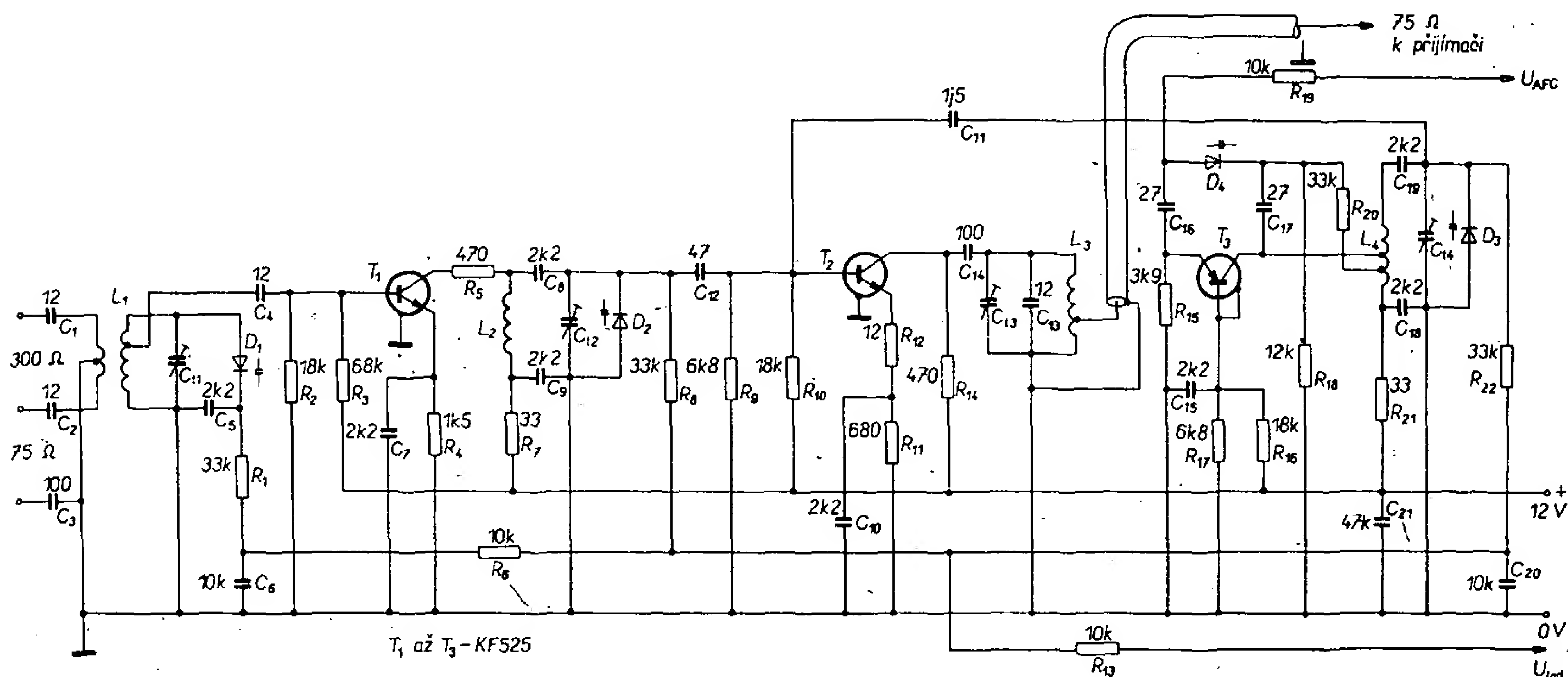
Ke zvětšení zisku a lepšímu omezení parazitní modulace lze této desky s plošnými spoji využít i pro konstrukci kaskódově zapojeného předzesilovače. Schéma zapojení je na obr. 27, rozložení součástek na desce je na obr. 28. Vstupní obvod lze k tranzistoru T_1 připojit přes kondenzátor C_2 tak, jak bylo uvedeno při popisu konvertoru. Kaskódové zapojení předzesilovače má velkou stabilitu a dobré zesílení. V obou stupních (T_1, T_2) je však třeba použít tranzistory se stejným zesílením (odchylky max. 10 %). To lze zajistit takovým nastavením pracovních bodů obou tranzistorů, aby napětí na jejich elektrodách bylo rozloženo rovnoměrně, tj. aby napájecí napětí na kolektoru prvního tranzistoru mělo poloviční velikost napájecího napětí. Dosáhne se toho vhodnou volbou pracovních odporů, které musí být kromě toho zvoleny tak, aby proud oběma tranzistory nebyl větší než 2 mA.

Impedance vstupního obvodu kaskódového zapojení je větší, než jakou má samotný tranzistor T_1, neboť v tomto zapojení pracuje jeho kolektor do zátěže tvořené vstupní impedancí tranzistoru T_2 v zapojení s uzemněnou bází (přes C_{10}). Protože T_1 pracuje v podstatě do zkratu, je zpětná vazba v tranzistoru malá a odpadá tak nutnost použít neutralizaci. Vstupní obvod lze tedy připojit celý přes kondenzátor větší kapacity přímo na bázi T_1, aniž by byl obvod přetlumen a aniž by se zmenšilo nakmitané napětí. Volbou C_1, případně připojením na odbočku či rozloženým laděním (podle předchozího popisu) lze experimentálně nalézt optimální pracovní režim, který by splňoval požadavky, dané příjmovými podmínkami.

Laděný konvertor

U tohoto konvertoru se signál požadovaného vysílače v převáděném pásmu vylaďuje změnou kmitočtu oscilátoru v konvertoru a přijímač je pevně nastaven na vhodně zvolený kmitočet. Laděný konvertor je tak v podstatě vstupní jednotkou přijímače s dvojím směšováním. Proto lze pro jeho stavbu výhodně využít desky s plošnými spoji z dříve popsané vstupní jednotky. Mechanické úpravy na obrazci spojů jsou minimální.

Vstupní laděný obvod konvertoru pro převod signálů z pásma 87 až 100 MHz na naše pásmo zůstává i s obvodem vstupního tranzistoru zapojen stejně jako u vstupní jednotky. Zapojení výstupního laděného obvodu vstupního tranzistoru má některé drobné změny. Pásmová propust je vypuštěna a jako laděné zátěže pro kolektorový obvod je využito pouze primárního vinutí. Signál nakmitaný na tomto laděném obvodu se přivádí na směšovač přes vazební kondenzá-



Obr. 28. Zapojení laděného konvertoru

tor 47 pF z odbočky vinutí – plošné cívky. Takto zapojenou vazbou laděného obvodu na bázi směšovacího tranzistoru se částečně omezí průnik nažádoucích signálů do obvodu směšovače.

Sekundární obvod pásmové propusti je použit jako výstupní, pevně naladěný obvod směšovače. Protože oba obvody, jak primární, tak sekundární, jsou v konvertorovém zapojení naladěny na velmi rozdílné kmitočty, jejich vzájemná blízkost není v tomto zapojení na závadu. Vstupní obvod směšovače na pevně vyladěný kmitočet v přijímači se naladí kapacitním hrníčkovým trimrem, případně trimrem skleněným (1 až 5 pF) s přídavným pevným kondenzátorem s kapacitou 8 až 15 pF (podle vyladěného kmitočtu na přijímači).

Plošnou cívku laděného obvodu oscilátoru je třeba zkrátit vzhledem k oscilátorovému kmitočtu (asi 165 MHz) přerušením vnějšího závitu a jeho spojením na vhodném místě s dalším závitem. Polohou spoje lze oscilátor dolaďovat. Konvertor je laděn trojicí varikapů KB105 nebo KB109. Oba typy varikapů lze použít, při jejich záměně je pouze nutno mírně pozměnit ladicí napětí a doladit kapacitní trimry v laděných obvodech. Ladicí napětí pro varikapy je vzhledem k menší požadované přeladitelnosti (vzhledem ke vstupní jednotce – ladí se pouze v jednom pásmu) jen 12 V.

Má-li být konvertor použit k opačnému převodu pásem, zvětší se pouze kapacity paralelních kondenzátorů vstupních laděných obvodů a zmenší se kapacita výstupního obvodu směšovače v obráceném poměru (vzhledem k předchozímu zapojení). Ostatní obvodové prvky zůstávají beze změny. Libovolný konvertor lze provozovat s dlouhodobou stabilitou na přijímaném kmitočtu jedině v přijímači s automatickým dolaďováním kmitočtu. Protože je laděný konvertor postaven na desce s plošnými spoji vstupní jednotky, u níž je zavedeno ADK (a to jak pro připojení k poměrovému detektoru, tak i k integrovanému obvodu MAA661), lze tohoto obvodu využít i pro dolaďování konvertoru. Protože dvojí směšování obrací polaritu řídicího napětí na výstupu z detektoru, je třeba použít pro výstup z IO zapojení podle obr. 18b, případně pro poměrový detektor zapojení z obr. 18c. Pokud by byly obvody přijímače zapojeny obráceně a ADK by při vyladění stanice působilo její odladění, je nutno zapojit obvod doladění podle obr. 18a.

Pokyny pro stavbu a uvádění konvertoru do provozu jsou stejné jako dříve uvedené pro vstupní jednotku a neladěný konvertor. Laděný konvertor lze konstruovat buď společně s ladicím potenciometrem a napájecím zdrojem jako samostatný doplněk k přijímači, nebo ho lze vestavět přímo do přijímače či instalovat u antény a ovládat dálkově.

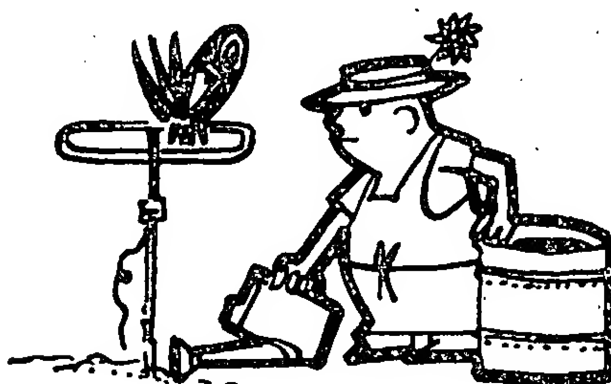
Je-li konvertor instalován u antény, může být používán i jako předzesilovač pro obě pásma, použije-li se větší ladicí napětí. Vstupní obvody jsou pak přelaďovány plynule, přičemž se signály jednoho pásma při doladění obvodů pouze zesilují, signály druhého pásma se zesilují a převádějí do pásma předchozího.

Konvertorem lze výhodně převádět z pásma 87 MHz až 100 MHz do pásma 66 MHz až 73 MHz tyto vysílače:

vysílač	kmitočet [MHz]	výkon do [kW]	program (S–stereo)
Lobau	98,20	50	D IV
Cottbus	98,60	50	D IV
Dresden	97,25	50	D I
	90,10	50	D II
	95,40	50	D III S
	92,25	50	D IV S
K. M. Stadt	97,05	50	D I
	89,80	50	D II
	87,75	50	D III S
	92,85	50	D IV S
Leipzig	96,60	100	D I
	90,40	100	D II
	88,45	100	D III S
	93,85	100	D IV S
Ochsenkopf	96,0	100	B I
	90,70	100	B II S
	99,40	100	B III S
Hoher Bogen	96,8	10	B I
	94,4	10	B III S
Brotjacklriegel	92,10	100	B I
	96,50	100	B II S
	94,40	100	B III S
Lichtenberg	95,19	100	Ö I
	97,5	100	Ö II S
	88,8	100	Ö III S
Jauerling	91,4	100	Ö I
	97,0	100	Ö II S
	89,4	100	Ö III S
Kahlenberg	97,9	100	Ö I
	91,9	100	Ö II S
	99,9	100	Ö III S
Opole	95,0	50	P II+III
Katowice	89,8	50	P I+II

Při převodu pásma 66 MHz až 73 MHz do pásma 87 až 108 MHz (nejlépe 100 až 108 MHz, aby se zamezilo vzájemnému rušení stanic) lze kromě našich vysílačů zachytit za výhodných příjmových podmínek i:

vysílač	kmitočet [MHz]	výkon do [kW]	program
Zielona Góra	69,14	100	P I+III
Opole	66,77	50	P II
Katowice	65,9	50	P II
	68,3	50	P II
Kraków	68,75	50	P I
Kabhégy	70,64	10	H I
Budapest	66,62	50	H I
Miskólc	70,04	50	H I



Automatická fázová synchronizace

Automatická fázová synchronizace či fázový závěs, nebo také fázově uzavřená smyčka (anglicky: phase locked loop – PLL), to jsou ekvivalentní názvy pro jeden z moderních, i když řadu desetiletí známých elektronických obvodů, který v dnešní době díky širokému rozvoji integrovaných obvodů doznává stále širšího uplatnění v mnoha odvětvích elektroniky (včetně radiotechniky, rozhlasových přijímačů).

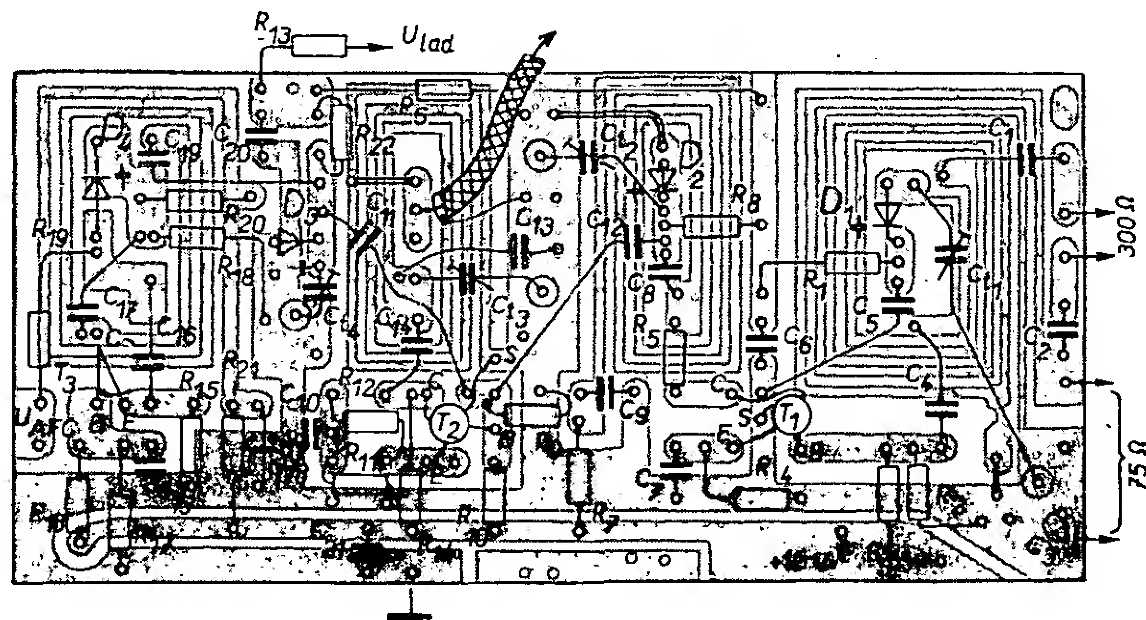
Z hlediska zlepšení šumových poměrů či zlepšení stability příjmu je v některých případech vhodné i nutné obnovit signál nosného kmitočtu vysílače na přijímací straně. Základní podmínkou tohoto „obnovení nosné“ však musí být zachování shody nejen kmitočtové, ale také fázové, aby byl signál přijímaný přijímačem věrně reprodukován a použitelný k případnému dalšímu zpracování. Řekneme-li, že je nutná fázová shoda, znamená to, že musí být okamžitá hodnota amplitudy napětí daného kmitočtu v určitém poměru stejná ve vstupním i výstupním obvodu přijímače. Automatická fázová synchronizace, dále AFS, je tedy založena na principu samočinného ovládání fáze napětí na výstupu čtyřpólu pomocí zpětnovazební smyčky.

AFS, ač známá už od třicátých let, se významněji začala prosazovat až ve čtyřicátých létech v obvodech rozkladových generátorů v televizních přijímačích a později jako zdroj barvonosných signálů pro barevnou televizi. Důležité využití nalezla AFS v naváděcích obvodech u komunikačních zařízení pro příjem signálů z družic, u nichž se využívá jedinečné schopnosti AFS pracovat jako úzkopásmová propust, jejíž střední kmitočet se přelaďuje podle kmitočtu přijímaného signálu. Vynikající vlastnosti AFS se uplatňují i v jiných oborech elektroniky a radiotechniky, jako např. při demodulaci kmitočtově či amplitudově modulovaných signálů, ve stereofonních dekodérech aj.

Určitou nevýhodou, která v dřívější době bránila širšímu uplatnění AFS v obvodech komerčních zařízení, je poměrná složitost obvodů a náročnost na počet aktivních součástek (elektronky, tranzistory). S rozvojem technologie integrovaných obvodů je však realizace obvodů s AFS snazší a vzhledem k rozsahu použití i natolik ekonomicky zajímavá, že dnes jsou k dispozici jak jednoúčelové, tak i univerzální obvody s AFS v monolitickém provedení.

Máme-li se pokusit o definici zařízení s automatickou fázovou synchronizací, pak je AFS obvod, který v ustáleném stavu generuje na výstupu takové střídavé napětí koherentní s napětím vstupním, u něhož se fázový posuv proti střední hodnotě fáze napětí na vstupu blíží nule. Velikosti amplitudy napětí na vstupu a výstupu jsou přitom nezávislé [3].

AFS je základní elektronickou servosmyčkou, sestavenou z fázového detektoru, úzkopásmového filtru (korekční obvod, zesilovač) a napěťově řízeného oscilátoru. Řízená fáze signálu oscilátoru je porovnávána s fází



Obr. 29. Rozložení součástek laděného konvertoru na desce s plošnými spoji vstupní jednotky VKV z obr. 16

vstupního napětí a případná odchylka fáze napětí na vstupu proti napěťovému průběhu na výstupu a naopak se upravuje zpětnovazebním obvodem. Jde tedy o fázovou synchronizaci oscilátorového napětí přijímaným signálem. Vlastnosti celého servoobvodu jsou v rozhodující míře dány filtrem ve zpětnovazební smyčce, který je zpravidla dolní propustí a určuje rychlost reakce AFS na změnu kmitočtu vstupního signálu.

Vlastnosti, které jsou u AFS nejvíce zajímavé a které se sledují nejčastěji, lze shrnout do následujících bodů [4]:

1. Fázové odchylky (čímž je míněna fázová odchylka vstupního a výstupního napětí, je-li signál bez šumu).
2. Odolnost proti šumu (pod pojmem šum je zde míněn kromě běžného tepelného šumu také impulsový šum – různé praskoty – a nežádoucí signály, které jsou přiváděny na vstup AFS).
3. Efektivní hodnota fázové odchylky způsobená šumem.
4. Pásmo pasívní a aktivní synchronizace.
5. Čas potřebný k dosažení synchronismu po uvedení AFS v činnost.
6. Amplitudová charakteristika.
7. Přechodová charakteristika (časová odezva) smyčky. Vyjadřuje časový průběh výstupní fáze jakožto odezvu na na jednotkový skok vstupní fáze.

V aplikacích AFS se vždy nepožaduje optimum všech uvedených vlastností, protože některé spolu úzce souvisí. K jednotlivým bodům si dále řekneme několik slov.

Velikost ustálené fázové odchylky za ustáleného stavu v servosmyčce je dána kvalitou vstupního signálu, vnějším a vnitřním šumem v servosmyčce a ziskem obvodu. Při návrhu obvodů s AFS je nutno zajistit takové parametry, aby se ustálená fázová odchylka blížila nule.

Různé poruchy, které lze shrnout pod pojmem výsledné šumové napětí, mohou nepříznivě působit a ovlivňovat správnou činnost obvodu AFS. Šum je charakterizován svou energií a jejím rozložením v kmitočtovém spektru. Fáze jednotlivých harmonických složek tepelného šumu jsou úplně náhodné. Fáze jednotlivých harmonických složek impulsního šumu nejsou náhodně rozloženy, avšak jejich výskyt je náhodný. Impulsní šum můžeme do značné míry potlačit omezením signálu, tepelný šum lze potlačit pouze integrací v korekčních obvodech AFS. Vzhledem k vnějšímu šumu se smyčka AFS chová jako nf propust, vzhledem k vnitřnímu šumu jako vf propust. Požadavky na korekční obvod jsou tedy protichůdné. Při použití moderních integrovaných prvků lze však vnitřní šum zanedbat a při návrhu obvodu AFS uvažovat pouze vnější šum.

Kmitočet, o který je možno dostatečně pomalu změnit vlastní kmitočet oscilátoru případně kmitočet vstupního napětí od jeho střední hodnoty tak, aby nebyl narušen synchronismus, udává pásmo pasívní synchronizace. Toto pásmo je v podstatě dáno součinem maximálního napětí fázového detektoru a rozlaďovací strmosti napěťově řízeného oscilátoru (zisk smyčky).

Velmi důležitým parametrem AFS je pásmo aktivní synchronizace. Pásmo aktivní synchronizace je takové kmitočtové pásmo, v němž je AFS po zapnutí schopna dosáhnout synchronismu. Pásmo aktivní synchronizace závisí v převážné míře na korekčním obvodu. Jestliže není servosmyčka v synchronismu, je výstupní napětí z fázového detektoru střídavé. Jeho kmitočet je roven rozdílu mezi kmitočtem vstupního napětí (napětí synchronizující) a kmitočtem oscilátoru. Protože je korekční obvod v podstatě nízkofrekvenční propustí, musí být jeho propustné pásmo dostatečně široké vzhledem k propouštěnému kmitočtu, aby bylo dosaženo synchronismu. Obsahuje-li však vstupní napětí také šum, ovlivňuje tento šum fázi synchronizujícího napětí, a je nebezpečí, že fáze výstupního napětí nebude konstantní. Je tedy třeba, aby obvod AFS filtroval šum. Potlačení šumu pak do značné míry závisí na propustném pásmu korekčního obvodu a je tím větší, čím užší je propustné pásmo. Požadavky, které je nutno při návrhu korekčních obvodů uvažovat, jsou tedy protichůdné a je proto třeba volit vhodné kompromisní řešení. Obvod AFS lze řešit tak, aby před zasynchronizováním bylo propustné pásmo široké a po zasynchronizování se automaticky změnilo na úzké. Tento systém se pak nazývá dvojným systémem AFS a jeho základem je klasický obvod AFS, k němuž je přidán obvod rozšiřující pásmo synchronizace, samočinně vypínatelný po zasynchronizování smyčky.

Systém smyčky AFS nesleduje okamžité změny vstupní fáze, nýbrž naopak má určitou setrvačnost. Tato setrvačnost je způsobena integračním účinkem obvodů smyčky a převážně časovou konstantou napětím řízeného oscilátoru. Celá smyčka se v podstatě chová jako jednoduchý integrační obvod *RC*. Je-li žádoucí menší náchylnost na okamžité změny fáze (např. poruchy), jako je tomu u obnovovačů nosné, přidává se ještě k obvodu přídavný kondenzátor, aby se časová konstanta obvodu zvětšila.

Amplitudová a fázová charakteristika jsou kmitočtovými charakteristikami obvodu. Jelikož korekční obvody používané ve smyčce AFS mají obvykle minimální fázový posuv, je vztah mezi amplitudovou a fázovou charakteristikou jednoznačný. Obvykle proto stačí uvažovat jen amplitudovou charakteristiku smyčky. Amplitudová charakteristika pak ukazuje úzkopásmovost systému a tím i odolnost proti šumu, neboť fázová odchylka výstupního napětí způsobená šumem je úměrná šumové délce systému, jak již vyplynulo z předchozí úvahy. Amplitudová charakteristika také ukazuje, jak se mění hloubka fázové modulace výstupního napětí při konstantní hloubce fázové modulace synchronizujícího (vstupního) napětí v závislosti na modulačním kmitočtu.

Je vhodné dosáhnout toho, aby systém AFS měl nulovou fázovou odchylku i pro náhlou malou změnu kmitočtu vstupního signálu, tj. aby měl nulovou rychlostní odchylku. Takovou přenosovou funkci lze přibližně získat i vhodně navrženým pasívním čtyřpólem, který však musí být schopen plnit i funkci nízkofrekvenční propusti, která zamezí pronikání nežádoucích kmitočtových složek vstupního napětí z fázového detektoru na napětím řízený oscilátor a tím jej kmitočtově ovlivňovat. Při nevhodné volbě prvků korekčního obvodu se však může stát, že smyčka bude oscilovat.

Činnost jednotlivých obvodů smyčky AFS

Vstupní střídavý signál určité napěťové úrovně daného kmitočtu projde omezovačem (v některých aplikacích se nezapojuje), na jehož výstupu se objeví napětí obdélníkovitého průběhu o stálé amplitudě bez změny kmitočtu a fáze v daném krátkém časovém intervalu. Ve fázovém detektoru se porovná fáze tohoto vstupního signálu s fází signálu, přivedeného do fázového dektektoru z napěťově řízeného oscilátoru. Nesouhlasí-li fáze obou napětí, vznikne na výstupu fázového detektoru napětí, které je svou velikostí úměrné rozdílu fází. Napětí je vedeno přes korekční obvod a zesilovač, kde se upraví a zesílí na potřebnou úroveň, do napěťově řízeného oscilátoru, jehož kmitočet (a tím i průběh fáze) se změní v závislosti na velikosti a polaritě tohoto napětí.

Fázový detektor

Fázový detektor (fázový komparátor) je nejdůležitějším obvodem ve smyčce AFS, neboť ovlivňuje prakticky většinu jejích parametrů. Je obvodem, jehož výstupní napětí je závislé na fázovém rozdílu dvou srovnávacích napětí, napětí referenčního a napětí srovnávaného. Porovnává-li se ve fázovém detektoru napětí stejného kmitočtu, je fázový rozdíl mezi nimi stálý a výstupní napětí z detektoru je stejnosměrné. V opačném případě je výstupní napětí v čase proměnné.

Jedním z nejpoužívanějších detektorů v oblastech AFS je symetrický fázový detektor, který je tvořen dvěma diodovými usměrňovači, jejichž výstupní napětí se sčítají. Jsou-li obě srovnávací napětí stejného kmitočtu, vytvoří se ve fázovém detektoru dvě stejnosměrná napětí, přičemž jedno je z nich úměrné vektorovému součtu a druhé vektorovému rozdílu srovnávaných napětí. Velikost výstupního napětí můžeme vyjádřit jako funkci amplitud srovnávaných napětí a fázového rozdílu těchto napětí. Aby se dosáhlo konstantního výstupního napětí v závislosti na amplitudě obou napětí stačí, volí-li se jedno z obou srovnávaných napětí podstatně větší než druhé při zachování konstantní amplitudy menšího srovnávaného napětí. Pak jsou změny výstupního napětí úměrné fázovému rozdílu srovnávaných napětí. Toto ovšem platí pouze za předpokladu, že detektor je správně vyvážen. Jakékoli nevyvážení nepříznivě ovlivní průběh výstupního napětí v závislosti na fázovém rozdílu. Jde zde např. o nestejný dynamický odpor použitých diod aj. Při dokonalé symetrii a vyváženém obvodu jsou výstupní napětí při fázově souhlasných napětích na diodách v protifázi a výsledné napětí je nulové.

Mají-li porovnávané průběhy napětí obdélníkovitý tvar s konstantní amplitudou, používá se v současné době fázových detektorů sestavených z logických obvodů; v nejjednodušším případě lze vystačit i s hradlem.

Fázové detektory s řízenými spínači (diodové, tranzistorové viz dále) se používají nejčastěji, protože pracují i se signály s velkým obsahem šumu v širokém kmitočtovém spektru. Pro náročnější smyčky AFS jsou vhodné pouze souměrné dvojcestné detektory. Tyto detektory však reagují nejen na základní harmonickou, ale jsou schopné zpracovávat i vyšší liché harmonické oscilátorového signálu. V důsledku toho se pak může smyčka AFS a její oscilátor naladit na vstupní signál, jehož kmitočet je lichým násobkem oscilátorového kmitočtu. Tak lze realizovat pomocí AFS přesnou děličku kmitočtu. Fázový detektor pracující na přepínacím principu má výstupní napětí nulové, pokud bude výstupní napětí z napěťově řízeného oscilátoru fázově posunuto o $\pi/2$ vzhledem ke vstupnímu (synchronizujícímu) napětí.

Napěťově řízený oscilátor

Požadavky na vlastnosti napěťového řízeného oscilátoru se liší podle funkce obvodu, v němž má smyčka AFS pracovat. Podle daného obvodu by měl mít oscilátor vždy alespoň některou z těchto vlastností: linearita (minimální produkce harmonických kmitočtů), a z ní plynoucí spektrální čistota, dostatečná amplituda výstupního napětí vhodného tvaru a stálého napětí, dobrá kmitočtová stabilita (malý vliv změny napájecího napětí a teploty), malá citlivost na vnější šum, malý vnitřní šum vlastního oscilátoru, přeladění v širokých mezích, úměrně rychlá odezva na změny řídicího napětí, technicky jednoduché a hospodárné prove-

dení. Tyto vlastnosti jsou do určité míry výsledkem protichůdných opatření a nelze je dobře splnit s jediným typem oscilátoru. V dosavadní praxi konstrukcí smyček AFS se nejčastěji používají kromě běžných sinusových oscilátorů *LC* blokující oscilátory *RC* a multivibrátory, případně oscilátory řízené krystalem.

Výhodou blokujícího oscilátoru a multivibrátoru je snadné řízení kmitočtu změnou stejnosměrného napětí. U sinusového oscilátoru je nutno použít ještě vhodný napěťově závislý prvek, např. varikap. Tato jeho zdánlivá nevýhoda je však vyvážena lepší kmitočtovou stabilitou a menším vnitřním šumem. Multivibrátor a blokující oscilátor mají naopak větší vlastní vnitřní šum, daný nepřesností nasazování jednotlivých kmitů. Tento šum lze do jisté míry odstranit stabilizačním obvodem *LC*. Také kmitočtová stabilita těchto dvou typů oscilátorů je výrazně horší než stabilita běžného sinusového oscilátoru *LC*. I zde pomůže stabilitu podstatně zlepšit laděný obvod *LC*. Pro většinu aplikací se však až do několika desítek MHz používají pro svou jednoduchost a snadnou realizaci (bez cívek) napěťově řízené multivibrátory.

Korekční obvod ve smyčce AFS

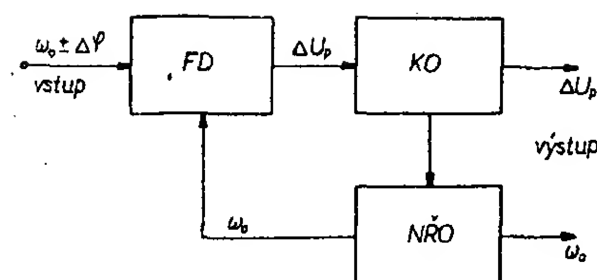
Stejnosměrné napětí na výstupu z fázového detektoru, úměrné fázové odchylce mezi kmitočtem oscilátoru a kmitočtem synchronizačního (vstupního) napětí je nutné filtrovat, zesílit a vhodně upravit tak, aby bylo schopné spolehlivě řídit kmitočet oscilátoru. Korekční obvod (filtr) musí zamezovat průniku signálů takových kmitočtů na napěťově řízený oscilátor, u nichž je periodicita napěťového rozdílu vzniklého mezi nestejným kmitočtem (fází) oscilátoru a vstupního napětí, nežádoucí. Má-li být např. synchronizován signál vytvářející napěťově řízeným oscilátorem obnovenou nosnou (pomocná nosná při detekci stereofonního signálu), jedná se o stejnosměrný zesilovač s dostatečně dlouhou integrační konstantou a co nejužším přenášeným pásmem kmitočtů; jde-li o synchronní detekci kmitočtově modulovaného signálu, je synchronizován zdvih a propust musí být schopna sledovat odchylky kmitočtu, které jsou nízkofrekvenčním signálem (pro stereofonní signál musí filtr přenášet 53 Hz). Je tedy zřejmé, že celý korekční obvod musí být řešen pro každý případ samostatně podle požadavků na výstupní signál.

Na stabilitu smyčky AFS má značný vliv fázové zpoždění vlastního korekčního obvodu. Toto zpoždění zhoršuje stabilitu celého systému, ale pokud je dostatečně malé, je zanedbatelné. Požadavky na korekční obvod z hlediska dosažení minimální fázové odchylky (působené ponejvíce šumem) a z hlediska co nejširšího pásma aktivní synchronizace jsou do jisté míry protichůdné a proto je třeba při návrhu korekčního obvodu volit vhodný kompromis.

Princip činnosti smyčky AFS

Kompletní blokové schéma smyčky AFS je na obr. 30. Ještě před fázovým detektorem bývá někdy zapojen omezovač (při zpracovávání sinusových průběhů). Účelem tohoto omezovače je stabilizovat amplitudu signálu vstupujícího do smyčky AFS. V důsledku stálé amplitudy signálu je konstanta fázového detektoru nezávislá na úrovni původního signálu. Omezovač malý poměr signálu k šumu prakticky nemění, větší poměr se zlepšuje.

Funkce fázového detektoru jako přepínače je na obr. 31. Přepínač s polohami 1, 2, 3 představuje spínací část fázového detektoru. Má-li vstupní signál vzhledem k signálu



Obr. 30. Blokové schéma smyčky AFS

z oscilátoru fázový předstih, odpovídá to přepínači v poloze 1 právě po dobu trvání tohoto předstihu a po zbytek periody v poloze 2. Je-li vstupní signál fázově zpožděn, odpovídá to po dobu zpoždění přepínači v poloze 2 – smyčka je prakticky rozpojena. Napěťově řízený oscilátor je ovládán napětím uchovaným na kondenzátoru C. Takto v čase vzniklé napěťové impulsy (nf kmitočet) jsou vedeny z výstupu přepínače na vstup operačního zesilovače s integrátorem. Tlumicí odpor R_2 zavádí do přenosové funkce filtru reálný nulový bod, nezbytně nutný pro zajištění stability smyčky.

Korekční obvod smyčky musí potlačit rušivý vstupní signál. Z toho plyne, že i při stálém fázovém rozdílu před ustáleným stavem se rozdíl fáze projeví na výstupu z detektoru impulsy konstantní šířky a korekční obvod musí propustit na oscilátor pouze jejich stejnosměrnou složku. V ustáleném stavu jsou fázový rozdíl i výstupní signál detektoru nulové. Jsou-li přivedeny na vstupy fázového detektoru signály o nepatrně rozdílných kmitočtech, pak se jejich fázový rozdíl bude neustále zvětšovat směrem ke kladným, nebo při opačném kmitočtovém rozdílu k záporným hodnotám. Pro konstantní kmitočtový rozdíl lze předpokládat, že signál z detektoru bude mít pilovitý průběh s maximálním kladným nebo záporným napětím a tedy se střední hodnotou rovnou polovině hodnoty maximální. Integrační obvod bude integrovat tento signál tak dlouho, než se ovládaný oscilátor přeladí do oblasti fázové detekce a než dojde k „fázovému zachycení“.

Pochody, které probíhají ve smyčce AFS, lze rozdělit do dvou fází. V první fázi, která začíná v zápětí po zapnutí se uplatní pochod „chytání“, ve druhé fázi, která následuje po dosažení synchronismu (po zachycení), se uplatňuje pochod „udržení smyčky v zasynchronizovaném stavu“. V první fázi činnosti smyčky AFS se žádá, aby systém dosáhl synchronismu; v této fázi není filtrace šumu nutná ani podstatná. Dosáhne-li systém zasynchronizovaného stavu, pak je třeba, jak již bylo řečeno, aby smyčka AFS co nejlépe filtrovala šum a tím omezila nebezpečí vzniku fluktujících fázových posunů. V této fázi již není pásmo aktivní synchronizace podstatné.

Pro zlepšení vlastností smyčky AFS je tedy vhodné navrhnout korekční obvod tak, aby při „chytání“ bylo propouštěné pásmo kmitočtů co nejširší a po dosažení synchronismu úzké, čili navrhnout obvod smyčky AFS s dvojným systémem. Často používaným obvodem pro dvojný systém AFS je kmitočtový detektor, který je přidán ke smyčce AFS a který je v činnosti pouze po dobu „chytání“.

Obecné přenosové vlastnosti smyčky AFS jsou dány součinem přenosových vlastností jednotlivých bloků smyčky (obr. 30). Přenosové vlastnosti fázového detektoru FD a napěťově řízeného oscilátoru NŘO jsou do jisté míry konstantní (konstanty K_d a K_o), dané použitým typem obvodu. Korekční obvod KO svojí přenosovou funkcí F (p) určuje základní přenosové vlastnosti smyčky AFS a je možno u něj dosáhnout volbou vhodných obvodových prvků požadované odezvy na vstupní napětí U_1. Pak pro přenos fázového detektoru FD platí:

$$U_1(p) = K_d f(p),$$

kde U_1 je výstupní napětí fázového detektoru [V],
K K_d konstanta fázového detektoru [V/rad],
f f fázová odchylka, daná rozdílem fáze střídavého napětí f_1 na vstupu a fáze f_2 střídavého napětí na výstupu [rad].

Pro přenos korekčním obvodem KO platí

$$F(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)},$$

kde U_2 je výstupní napětí bloku KO [V].
Změny řídicího napětí U_2 vyvolají změnu kmitočtu v napěťově řízeném oscilátoru NŘO, čímž platí:

$$K_o U_2 = \frac{df_2}{dt}$$

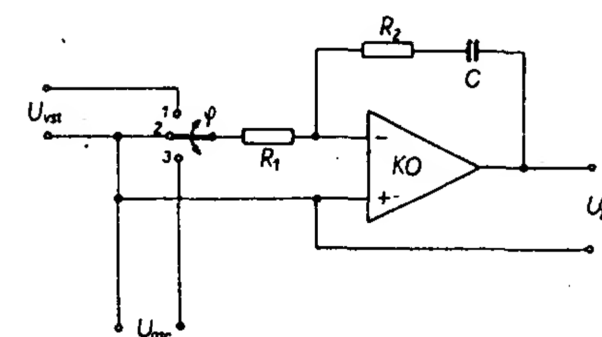
a po úpravě a dosazení jednotlivých rovnic dostaneme obecný vztah pro přenos G(p) otevřené smyčky AFS:

$$G(p) = \frac{f_2(p)}{f(p)} = \frac{K_o K_d F(p)}{p}$$

a odtud přenos v uzavřené smyčce AFS:

$$A(p) = \frac{f_2(p)}{F_1(p)} = \frac{g(p)}{1 + G(p)} = \frac{K_o K_d F(p)}{p + K_o k_d F(p)}$$

Ovlivnit vlastnosti přenosové funkce A(p) smyčky AFS lze tedy pouze vhodnou volbou přenosové funkce F(p) korekčního obvodu (obr. 31). Konstanty K_o a K_d jsou kmitočtově nezávislé a proto se svou velikostí neúčastní na změně kmitočtových vlastností přenosové



Obr. 31. Princip činnosti kmitočtového detektoru v součinnosti s korekčním zesilovačem

cesty. Z hlediska stability a jednoduchosti řešení se využívá smyček druhého řádu, u nichž je pak přenosová funkce korekčního obvodu:

$$F(p) = \frac{p\tau_2 + 1}{p\tau_1},$$

kde $\tau_1 = R_1 C$ a $\tau_2 = R_2 C$;
konstanta τ_1 určuje časové zpoždění smyčky AFS,
konstanta τ_2 reprezentuje tlumení smyčky AFS.
V současné době se k technické realizaci přenosové funkce F(p) korekčního obvodu, který (jak bylo uvedeno) zásadně ovlivňuje přenosové vlastnosti smyčky AFS, nejčastěji využívá aktivního proporcionálně integrujícího filtru s operačním zesilovačem v invertujícím zapojení s kmitočtově závislými prvky ve zpětné vazbě.
Kromě těchto obecných vlastností se u smyčky AFS zjišťují také vlastnosti dynamické. Z těch se pak sledují hlavně přechodové a kmitočtové charakteristiky. U přechodových charakteristik se sledují [3] vlastnosti

smyčky pro vstupní signál, u něhož se mění skokem fáze i kmitočet (případně lineární změny kmitočtu). Vychází se přitom z přenosové funkce uzavřené smyčky upravené pro vyjádření průběhu odchylky fáze v závislosti na průběhu vstupního signálu.

Protože amplitudy střídavých napětí na vstupu a výstupu, jejichž společný kmitočet je ω_0, nejsou vzájemně závislé a nejsou tedy důležité, vyhoví při studiu dynamických vlastností zjištění kmitočtové závislosti, dané kmitočtovou charakteristikou. Ta udává kmitočtovou závislost mezi hloubkou modulace výstupního střídavého napětí při jednotkové hloubce fázové modulace signálového napětí na vstupu.

Je-li na vstup fázového detektoru přiveden kromě užitečného signálu ještě signál rušivý (spojitý šum či diskrétní rušení), signálové napětí se moduluje amplitudově i kmitočtově. Na výstupu fázového detektoru se objeví složky, jejichž kmitočet je dán součtem a rozdílem kmitočtů oscilátorového signálu a vstupních signálů. Signál součtového kmitočtu se odstraní filtrační činností korekčního obvodu, signál rozdílového kmitočtu, je-li uvnitř pásma přenosu smyčky, fázově moduluje výstupní napětí. Smyčka AFS tak představuje pásmovou propust, jejíž střední kmitočet je totožný s kmitočtem přijímaného signálu. Změnou tohoto kmitočtu lze měnit střední kmitočet pásmové propusti při zachování její šířky. Této vlastnosti se v různých aplikacích AFS využívá často.

Nepřivádíme-li na vstup smyčky AFS žádný signál, jsou napětí U_1 a U_2 nulová a oscilátor kmitá na kmitočtu ω_2, na který je přeladěn. Připojí-li se nyní na vstup fázového detektoru vstupní signál s kmitočtem ω_0, je systém uváděn do synchronismu, oscilátor se přelaďuje z kmitočtu ω_2 na kmitočet ω_0. Průběh přelaďování je závislý na počátečním kmitočtovém a posléze fázovém rozdílu $\Delta\omega$, tedy:

$$\Delta\omega = |\,\omega_2 - \omega_0\,|\,.$$

Pokud je tento rozdíl malý, nevzniknou na výstupu korekčního obvodu napěťové rázy a smyčka dosáhne synchronismu za velmi krátkou dobu (řádově milisekund), která je dána velikostí konstant fázového detektoru a napěťově řízeného oscilátoru a skutečného zesílení A zesilovače v korekčním obvodu. Doba T_s přechodového stavu (než dojde k synchronismu) je:

$$T_s = \frac{1}{K_0 K_d A}.$$

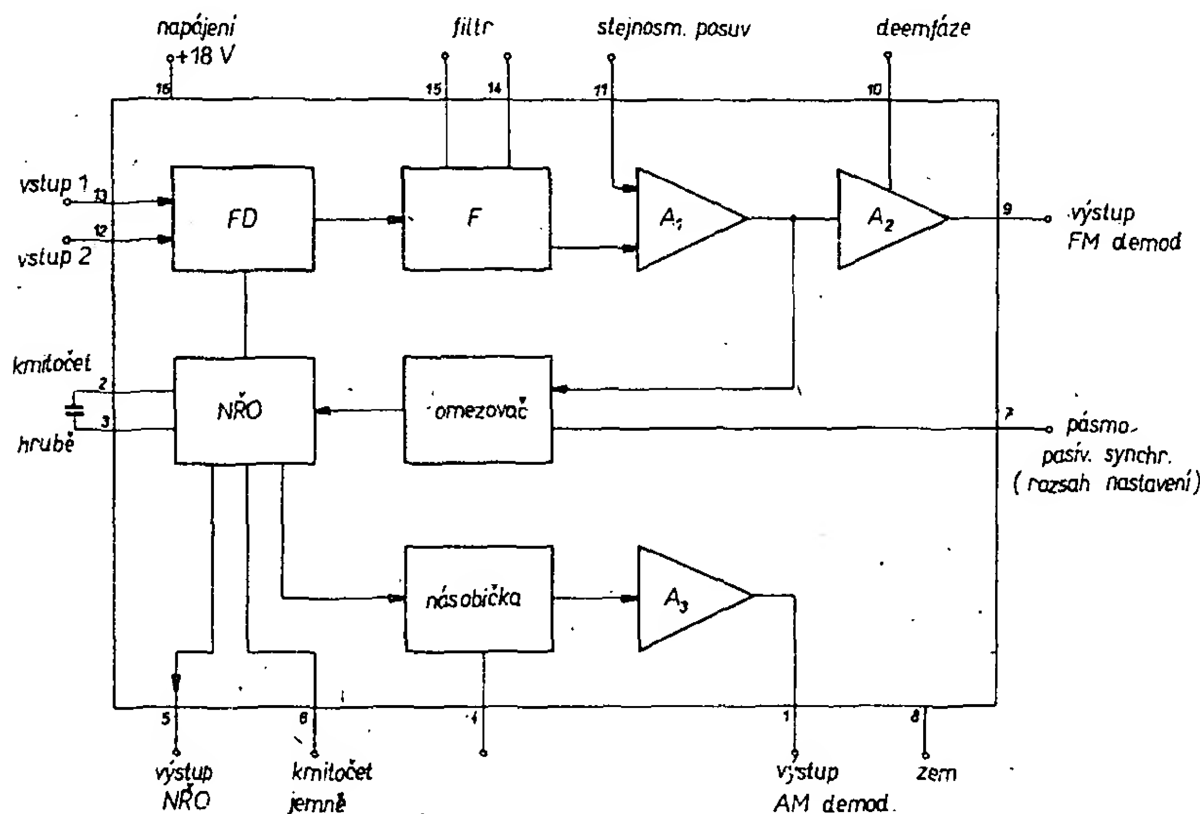
Je-li rozdíl kmitočtů větší, mohou vzniknout rázy, jejichž střední hustota je rozdílná od nulového napětí, čímž dochází k pomalejšímu dolaďování. Tato doba se může podle rozdílnosti kmitočtů a obvodových konstant včetně zesílení pohybovat v rozmezí nejen několika sekund, ale i několika hodin a déle.

Pro kvalitní činnost smyčky AFS jsou nutné poměrně složité obvody s relativně velkým počtem součástek. Tyto synchronní obvody se proto uplatňují ve zvýšené míře teprve v posledních létech a to díky obrovskému rozmachu techniky integrovaných obvodů. V současné době vyrábí řada světových firem kompletní smyčky AFS v monolitickém provedení pro nejrůznější aplikace. Uvažujeme-li takový obvod jako jednu součástku, je pak počet obvodových prvků minimální a dřívější rozměrné obvody se mohou miniaturizovat.

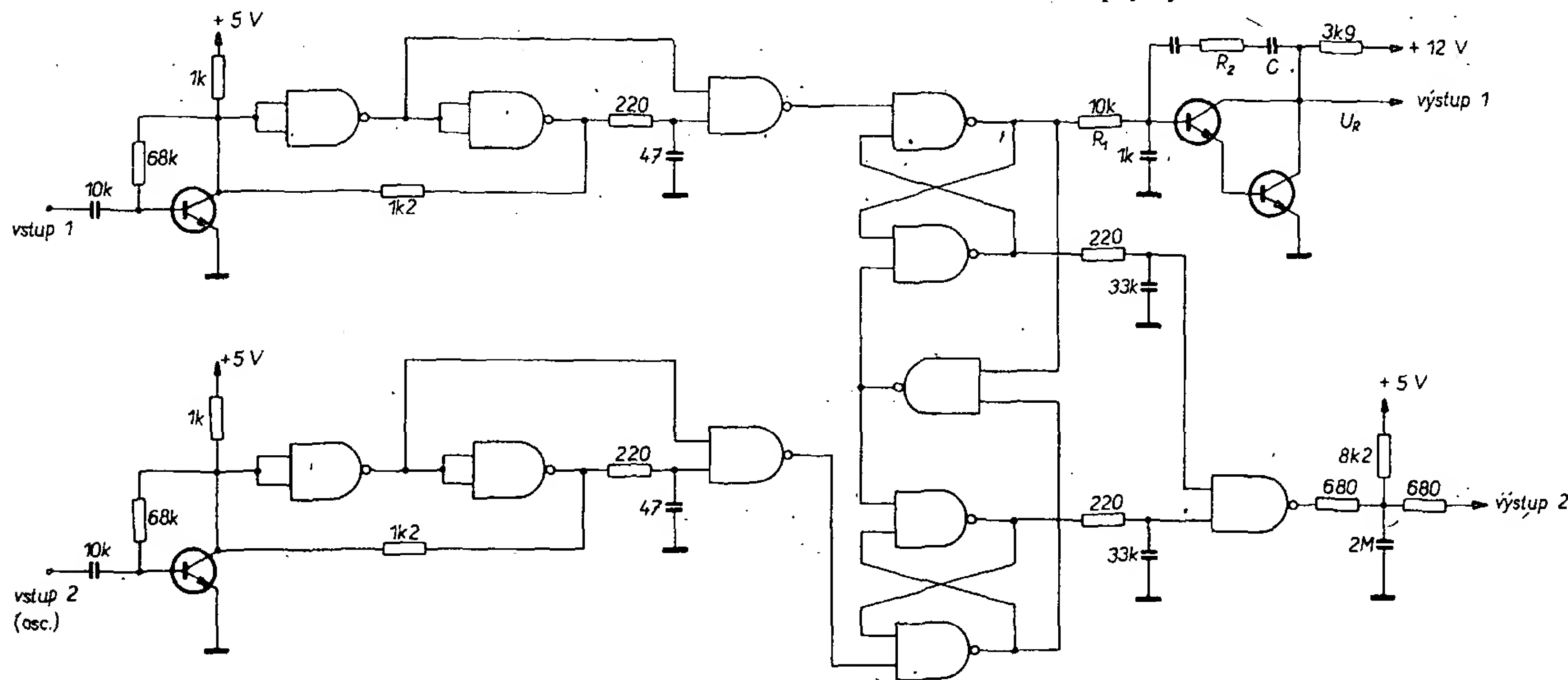
Široký sortiment integrovaných obvodů se smyčkou AFS vyráběla firma Signetics již v r. 1975, mezi nimi byly např. univerzální obvody NE560B, NE561B a NE562B, určené pro analogové aplikace v kmitočtovém rozsahu od 1 Hz do 15 MHz s přesností až 1 %. Kmitočet oscilátoru se u tohoto IO hrubě nastaví vnějším kondenzátorem a jemně dolaďuje potenciometrem (vývod 6). Blokové schéma obvodu NE561B (obr. 32) obsahuje vlastní smyčku AFS se zesilovačem A_1, omezovač a nezávislý obvod s násobičkou a zesilovačem A_3, umožňujícím synchronní demodulaci signálu AM. Z výstupu filtru F je přes zesilovač A_1, A_2 vyveden demodulovaný výstupní signál FM, u kterého je možno přes svorku 10 potlačit výšky zavedením deemfáze. Omezovačem se nastaví automaticky největší potřebná úroveň stejnosměrného napětí, přiváděného na napěťově řízený oscilátor, čímž se určí meze jeho maximálního přeladění a tím i pásmo pasívní synchronizace smyčky. Rozsah přeladění lze navíc nastavit ručně potenciometrem pomocí proudu vývodem 7. Jiný z výrobního sortimentu integrovaných obvodů s AFS této firmy a to SE/NE565 je určen pro rozsah kmitočtů od 0,001 Hz do 500 kHz; obvod SE-NE566 je určen pro tónové generátory, modulátory FM, generátory hodinových impulsů aj.; pro obvodovou techniku ultrazvuku a přesných oscilátorů je určen obvod SE/NE567 atd.

U nás doposud vhodný obvod se smyčkou AFS běžně k dispozici není. Je proto třeba řešit obvod fázové synchronizace soustavou diskrétních součástek a dostupných integrovaných obvodů (hradla, operační zesilovače aj.).

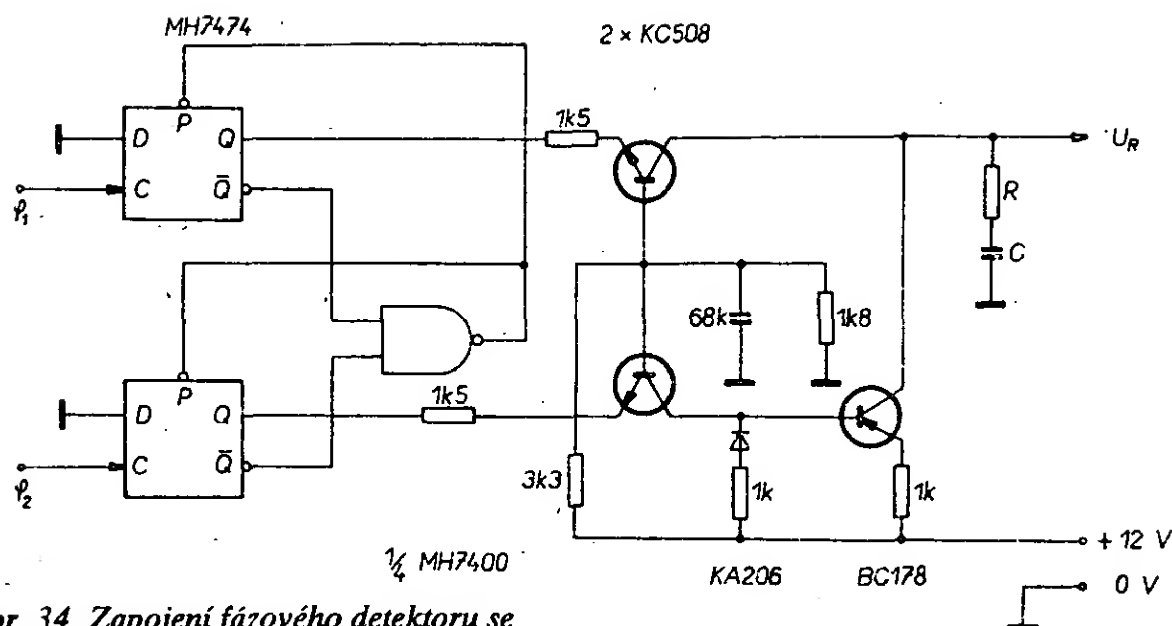
Dále je uvedeno několik funkčních zapojení fázově synchronizačních jednotek bez oscilátorů, které lze řešit běžně dostupnými prvky. Na obr. 33 je zapojení synchronizační jednotky s hradly a tranzistory nesouměrně zapojenými, na obr. 34 s hradly a tranzistory zapojenými souměrně k hradlům a na obr. 35



Obr. 32. Blokové schéma víceúčelové smyčky AFS v IO firmy Signetics typu NE561B



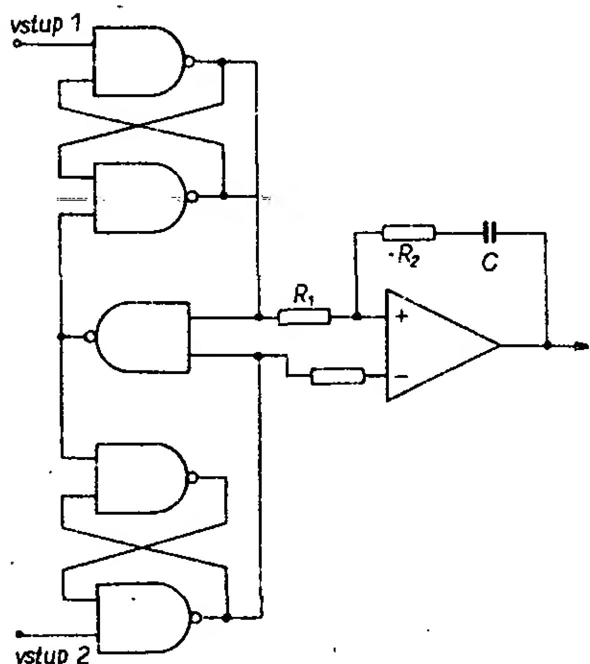
Obr. 33. Zapojení fázově kmitočtového detektoru se Schmittovým obvodem na vstupu, se dvěma výstupy (výstupem 2 lze např. ovládat indikaci stereo-mono)



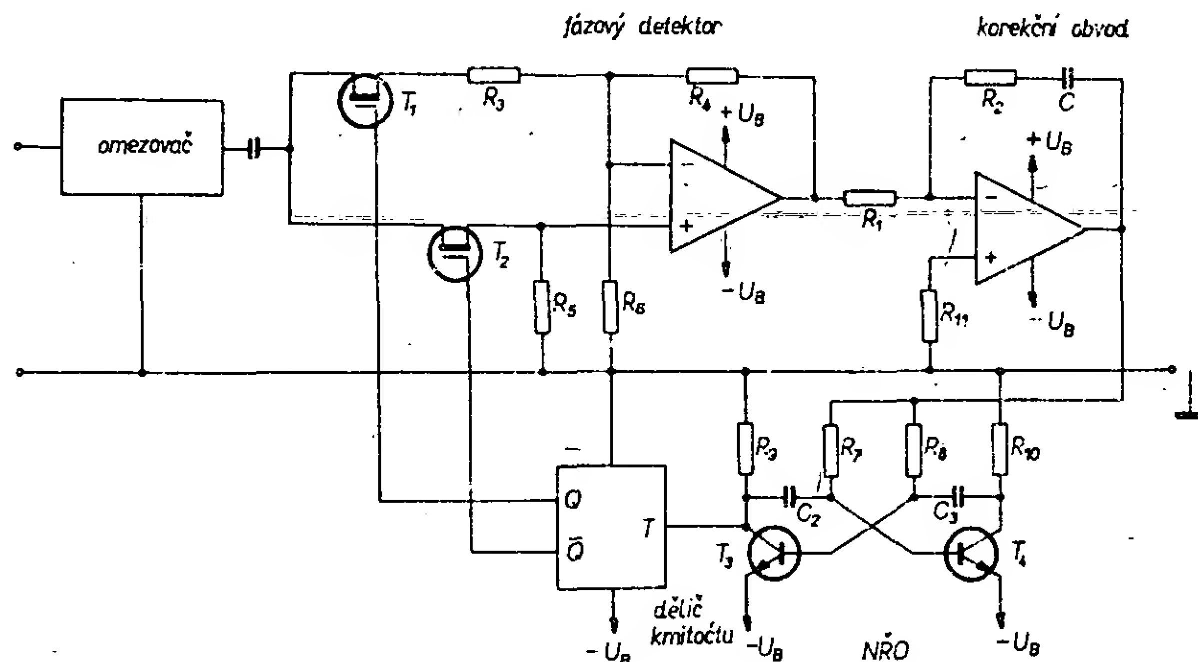
Obr. 34. Zapojení fázového detektoru se souměrným výstupem

Demodulace FM signálu

Tradičně používané diskriminátory a poměrové detektory (jako nelineární obvody) mají dva základní nedostatky: vlivem nedokonale lineárního průběhu demodulační charakteristiky částečně zkreslují demodulovaný signál a při menším vstupním signálu je výstupní nf signál „podbarven" šumem. Tyto detektory, s činitelem nelineárního zkreslení dosahujícím při nepřesném nastavení (nebo mírně rozladěné, např. delším provozem) i několika procent a se zmenšeným dynamickým rozsahem na 30 až i jen 20 dB, jsou nerovným „partnerem" všech zbývajících moderně řešených obvodů přijímače včetně nf zesilovačů, u nichž lze dosáhnout nesrovnatelně lepších a s časem stálých parametrů



Obr. 35. Fázový detektor s hradly a s operačním zesilovačem



Obr. 36. Jakostní smyčka AFS

zapojení s hradly a operačním zesilovačem. Z takové funkčně samostatné jednotky lze fázově synchronizovat téměř libovolný napětím laděný oscilátor.

Synchronizační jednotka (obr. 33) obsahuje dva tvarovače signálu, obvod vlastního fázového detektoru a zesilovač řídicího napětí s aktivním filtrem. Signály z řídicího oscilátoru jsou po zesílení tvarovány ve Schmittově obvodu, který je spojen s monostabilním obvodem, vytvářejícím z oscilátorového signálu krátké impulsy. Na výstupu těchto obvodů jsou buď jen krátké impulsy, nebo signál obdélníkovitého průběhu s proměnnou střídou. Zapojení pracuje nejen jako fázový, ale také jako kmitočtový detektor. Jsou-li oba vstupní kmitočty shodné jak kmitočtově, tak i fázově, je po odfiltrování složek vstupních signálů na výstupu nulové napětí. Mají-li vstupní a oscilátorový signál rozdílný kmitočet, pracuje zapojení jako kmitočtový detektor a to tak, že obvod s vyšším vstupním kmitočtem dává větší výstupní napětí. Takto se výrazně rozšiřuje oblast zachycení a není proto třeba používat k uvedení do synchronismu pomocné obvody. Lze tak zpracovat kmitočty s rozdílem v poměru 1 : 2. Za detektorem pak již následuje zesilovač s vhodným filtrem.

Technika smyček AFS (fázových závěsů) již doznala velkého uplatnění v mnohých oblastech elektroniky. Mnohdy se nejrůznější aplikace rozlišují pouze způsobem připojení vstupu a výstupu na smyčku, nebo jde pouze o rozšíření dalšími obvody; základní bloky smyčky – fázový detektor, korekční obvod a oscilátor – jsou však v obvodu obsaženy vždy.

Funkční schéma kvalitní smyčky AFS s tranzistory a integrovanými obvody je na obr. 36. Lze ji výhodně využít jako obnovovače nosného kmitočtu. Smyčka obsahuje amplitudový omezovač, fázový detektor, filtr s korekcí, multivibrátor a dělič kmitočtu.

Z výstupu omezovače vychází napětí obdélníkovitého průběhu o stálé amplitudě impulsů. Fázový detektor je zapojen s tranzistory typu MOS v souměrném dvojcestném zapojení, u něhož tranzistory představují dva řízené sériové spínače, které řídí činnost operačního zesilovače.

Oba tranzistory jsou střídavě otevírány z výstupu děličky oscilátorového kmitočtu oscilátoru, který kmitá na harmonickém kmitočtu srovnávaného napětí. Vede-li tranzistor T_1, zůstane tranzistor T_2 v nevodivém stavu a operační zesilovač pracuje v invertujícím zapojení, čili se záporným přenosem, který je závislý pouze na velikosti odporů R_3 a R_4. Protože R_6 je paralelně k invertující svorce operačního zesilovače a tím i na nulové úrovni vzhledem k signálu, přenos prakticky neovlivňuje. V příští půlperiodě, kdy T_1 nevede a T_2 vede, pracuje operační zesilovač v neinvertujícím zapojení s kladným přenosem, závislým pouze na odporech R_4 a R_6, odpor R_3 je v tomto případě vlivem uzavřeného tranzistoru T_1 odpojen. Protože se u tohoto dvojcestného detektoru střídají znaménka přenosu, není nutný transformátor pro vzájemné otočení fáze u obou vstupů. Aby byl vstupní odpor detektoru konstantní i při připojení vazebního kondenzátoru, je vhodné volit $R_5 = R_3$.

Napěťově řízený oscilátor je zapojen jako astabilní, kolektorově vázaný multivibrátor, jehož kmitočet je řízen proměnným řídicím napětím. Odpory R_7 a R_8 určují kmitočet multivibrátoru společně s kondenzátory C_2 a C_3. Toto zapojení vyniká jednoduchostí a možností přeladění v širokých mezích s velmi dobrým lineárním průběhem v závislosti na řídicím napětí.

Z široké oblasti využití AFS v elektronických obvodech nás bude dále zajímat její využití v přijímací technice, a to v demodulačních obvodech pro kmitočtově modulované signály, v synchronní demodulaci AM a v obvodech obnovovače pomocného nosného kmitočtu u stereofonních dekodérů.

(zkreslení menší než 1 %, dynamický rozsah 60 až 80 dB).

Výrobci přijímacích zařízení se proto již řadu let zabývají řešením demodulátorů pracujících na jiných principech, jako jsou např. koincidenční detektory, synchronní detektory aj. Na základě teoretických prací i praktických zkoušek se v posledním desetiletí ověřilo, že optimálním demodulátorem kmitočtově modulovaného signálu je demodulační obvod v zapojení s automatickou fázovou synchronizací. První demodulátor pro kmitočtově modulovaný signál se smyčkou AFS patentoval M. Crosby už v r. 1936. První komerční přijímač s tímto typem demodulátoru pro FM signál byl vyvinut v roce 1953 firmou Certing.

Unikátní vlastnosti systému AFS v demodulátorovém zapojení jsou dány jeho dobrými filtračními vlastnostmi. Fázový detektor představuje v takto pracující smyčce AFS lineární balanční měnič kmitočtu. Selektivita smyčky AFS, daná po zasynchronizování na přijímaný kmitočet její vlastností pracovat na jediném kmitočtu, se výraznou měrou podílí na celkové selektivitě přijímače a ostře ohraničuje pásmo propustnosti přijímaného signálu. Protože je napětí pro napěťově řízený oscilátor odvozeno z kmitočtového zdvihu přijímaného signálu, je přenášená šířka pásma a tím i šumová šířka dána pouze dvojnásobkem modulačního kmitočtu, čili pro monofonní příjem jen 25 až 30 kHz místo 180 až 200 kHz použitých u klasické modulace. Tak je také zajištěno u dostatečně kvalitního vstupního signálu, že nf signál bude minimálně zkreslen a bez šumu. Odvození řídicího napětí pro oscilátor z kmitočtového zdvihu má také výhodu v tom, že lze demodulovat i značně široké pásmo, čili i stereofonní signál.

Pracuje-li již smyčka AFS v režimu synchronizace (zachycení), řídicí napětí pro napěťově řízený oscilátor se již v závislosti na amplitudě vstupního vysokofrekvenčního napětí nemění. Tak je zajištěno, že i při nedostatečném amplitudovém omezení FM signálu se na výstupech neobjeví parazitní poruchy AM a navíc sousední stanice (při přelaďování) budou mít při poslechu stejnou hlasitost.

Fázový detektor není schopen vyhodnocovat rozdíl fáze dvou ať již kmitočtově blízkých či vzdálenějších kmitočtů současně; znamená to, že je schopen selektivně demodulovat pouze jeden kmitočet i bez předchozího omezení selektivní pásmovou propustí. Tím je také dosahováno výborného potlačení slabší stanice, pracující na stejném kmitočtu, u superhetových přijímačů i stanic ležících na kmitočtu zrcadlovém či na kmitočtu, který je o polovinu mezifrekvenčního kmitočtu vyšší, než je přijímaný kmitočet. Pro objasnění, jak vzniká signál posledně uvedeného kmitočtu, si uvedeme stručné vysvětlení.

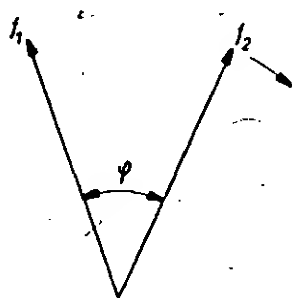
Propustnost na tomto kmitočtu (f_{vst} + mf/2) u běžného superhetového přijímače s klasickou mezifrekvencí i demodulací je dána vlastností mf zesilovače propouštět, i když se značným útlumem, signál harmonických kmitočtů. Pro lepší názornost si uveďme tento příklad: přijímač je naladěn na kmitočet 66,7 MHz pro příjem vzdáleného vysílače. Oscilátor ve vstupní jednotce kmitá na kmitočtu, který je o mf kmitočet vyšší, tj. 66,7 + 10,7 = 77,4 MHz. Mezifrekvenční zesilovač propouští však také subharmonický kmitočet (mf/2) 5,35 MHz, čili 66,7 + 5,35 = 72,05 MHz. Předpokládáme-li, že celkové potlačení signálu polovičního mf kmitočtu je u přijímače střední kvality 60 až 70 dB a přijímaný signál vzdáleného vysílače dá na vstupních svorkách přijímače 5 μV, pak pracuje-li v místě příjmu blízký vysílač (stačí i převáděč), vysílající na kmitočtu o polovinu mf vyšším, tedy v daném případě 72,05 MHz, a je-li intenzita jeho signálu na svorkách přijímače řádově jednotky mV (při místním příjmu je často mnohem větší), je příjem vzdáleného vysílače znemožněn a na naladěném kmitočtu 66,7 MHz je slyšitelný vysílač, vysílající na kmitočtu 72,05 MHz.

Smyčky AFS jako frekvenčního demodulátoru lze využít u dvou typů přijímačů. Může se jí použít buď k přímé demodulaci na přijímaném kmitočtu v pásmu VKV, nebo u superhetového zapojení k demodulaci signálu mezifrekvenčního kmitočtu. Přijímačem měnícím vysílaný kmitočet v pásmu VKV přímo na nf signál je v podstatě pouze smyčka AFS. Takto zapojený přijímač má však velmi malou vstupní citlivost (asi 1 mV) a hodí se tedy pouze pro příjem místního vysílače. Přijímač je však koncepčně a hlavně výrobně velmi jednoduchý a neobsahuje kromě ladicího prvku žádné další nastavovací prvky. I přes jednoduchost je za dobrých příjmových podmínek výstupní signál velmi kvalitní a je ho možno po vhodném zesílení a demodulaci použít i k příjmu stereofonních pořadů.

Fázový detektor na vstupu tohoto přijímače porovnává mezi sebou dva signály, a to vstupní o kmitočtu $f_0 + \Delta f$, který se na něj přivádí přes souměrný vstupní obvod z antény, a signál s kmitočtem f_0, přicházející z místního napěťově řízeného oscilátoru. Signál, který vznikne po jejich fázovém porovnání, jde na vstup stejnosměrného zesilovače, a po zesílení je jím dolaďován napěťově řízený oscilátor. Rovná-li se Δf nule, jsou oba kmitočty fázově shodné. Aby mohlo být při $\Delta f = 0$ výsledné napětí z fázového detektoru nulové, musí být kmitočet oscilátoru předladěn tak, aby jeho fáze byla pootočena o 90°. (Prakticky jde o naladění na přijímanou stanici.) Tím se obě napětí na výstupu z fázového detektoru vzájemně vyruší, na oscilátor nepřichází žádné řídicí napětí a kmitočet oscilátoru je f_0.

Pro objasnění demodulační činnosti si dejme předpoklad, že Δf je rozdílné od nuly u vstupního signálu, a že se mění souměrně kolem stálé hodnoty f_0. Takto kmitočtově modulovaná nosná se mění s nf modulačním kmitočtem a její rozsah leží v intervalu $-\Delta f_{max} < \Delta f < +\Delta f_{max}$, kde Δf_{max} je maximální kmitočtový zdvih kmitočtově modulovaného signálu. U kmitočtové modulace je, jak známo, okamžitý kmitočet nosné vlny ovládán tak, že změna amplitudy přenášeného nf modulačního kmitočtu způsobuje změnu kmitočtu nosné vlny v rytmu této modulace. Je-li amplituda nosného kmitočtu nulová (nebo prochází nulou od kladné k záporné hodnotě či naopak) je $\Delta f = 0$ a na fázovém detektoru smyčky AFS je jen základní kmitočet f_0. Tento stav se vyskytne vždy dvakrát za jednu periodu modulačního kmitočtu a po tuto dobu jsou kmitočty přijímaného oscilátorového signálu shodné.

Jsou-li dva signály kmitočtově velmi blízké, pak je lze nejlépe rozlišit jen fázově, tím, že se za určitý čas fázový předstih jednoho oproti druhému bude zvětšovat. Takové dva signály je možno zobrazit jako dva vektory, z nichž jeden se pozvolna odklání od druhého (obr. 37). Přitom úhel natočení tohoto vektoru se bude postupně zvětšovat na π/2, 3π/2 atd. Praktické fázové detektory pracují pouze v intervalech fázových rozdílů ± π/2. Vzhledem k tomu, že Δf je oproti f_0 velmi malé, lze oscilátorový i měnící se vstupní kmitočet ($f_0 + \Delta f$) pokládat za kmitočty velmi blízké, fázový zdvih však musí být menší než π/2.



Obr. 37. Odklon vektoru fází

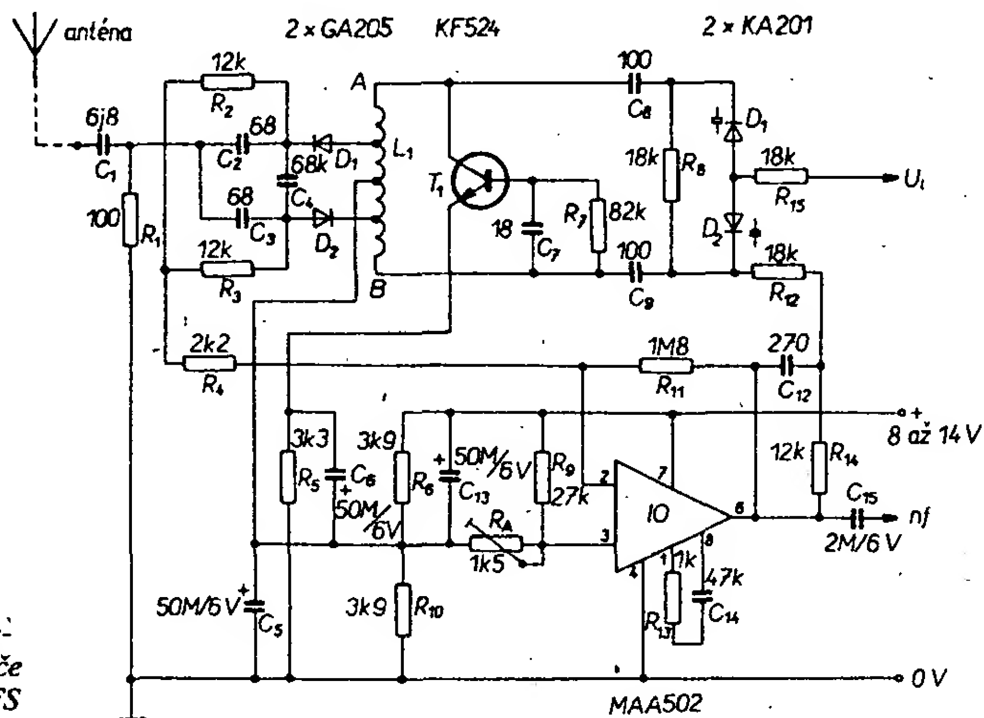
Nízkofrekvenční modulační signál způsobuje svým průběhem plynulé změny Δf, které lze brát vzhledem k signálu kmitočtu f_0 jako pozvolný náběh rozdílu fází mezi vstupním a oscilátorovým kmitočtem (natáčení jednoho z vektorů). Během jedné půlperiody modulačního signálu se rozdíl mezi oběma fázemi zvětšuje, až se kmitočtový zdvih Δf blíží Δf_{max} a výstupní napětí z fázového detektoru odpovídá nf modulačnímu kmitočtu. Aby se fázový rozdíl (zdvih) nezvětšil na více než ± π/2 (pak by výstupní napětí z fázového detektoru nebylo jednoznačně určeno a smyčka AFS by vypadla ze synchronismu), využije se vhodně operačního zesilovače a výstupním nf napětím se řídí kmitočet oscilátoru tak, aby ten ze signálů, jehož fáze se na fázovém detektoru zpožďuje, „doháněl" signál s fází předbíhající. Smyčka AFS tak pracuje naprosto spolehlivě při přesném naladění na kmitočet přijímaného signálu a výstupní nízkofrekvenční napětí je v širokém kmitočtovém rozsahu nezkreslené. Při lineární kmitočtové závislosti oscilátoru na řídicím napětí bude v zasynchronizovaném stavu napětí ve zpětnovazební smyčce AFS přímo úměrné kmitočtu vstupního signálu a tím i kmitočtově modulované informaci. Závislost napětí ve smyčce na kmitočtu má obdobný průběh, jako klasická křivka S kmitočtových demodulátorů běžného typu.

Praktické provedení FM adaptoru k nf zesilovači

Na obr. 38 je základní zapojení adaptoru pro příjem vysílačů v pásmu VKV s kmitočtovou modulací, pracující se smyčkou AFS. S tímto adaptorem lze dosáhnout při velmi dobré úrovni vf signálu na vstupu kvalitního nf signálu a přitom jde o zapojení velmi jednoduché. Toto zapojení přijímače VKV je určeno méně zkušeným amatérům, kteří mají velmi výhodné příjmové podmínky (např. asi do 30 km od Cukráku a při přímé viditelnosti i dále) s dobrou venkovní anténou. Přijímač je přeladitelný v pásmu 66 až 73 MHz při citlivosti kolem 1 mV. Zapojení je řešeno jako jednoduchý stavební doplněk k nf zesilovači. Lze jej řešit buď bez ladění s jednou pevně nastavenou stanicí, nebo jako průběžně přeladitelný potenciometrem, libovolně vzdáleným od desky s plošnými spoji adaptoru. Rozložení součástek na desce i pájecí body jsou řešeny tak, aby stavba byla co nejjednodušší. Kromě ladicího potenciometru jsou v adaptoru pouze dva nastavovací prvky a to feritová tyčka jako jádro v cívce a odporový trimr.

Princip činnosti

Celý adaptor je vytvořen pouze smyčkou AFS. Signál z antény přichází na fázový detektor společně s oscilátorovým napětím. Toto heterodynní zapojení se ladí dvojicí varikapů. Varikapy však pracují také ve vlastní smyčce AFS, kde řídí kmitočet oscilátoru s tranzistorem T_1 pomocí řídicího napětí, které je na ně přiváděno z operačního zesilovače MAA502. Fázový detektor je sestaven z diod D_1 a D_2, odporu R_2 a R_3 (musí být stejné, aby byla zachována linearita detekto-



Obr. 38. Zapojení jednoduchého přijímače VKV se smyčkou AFS

ru) a kondenzátorů C_2, C_3 a C_4. Kondenzátor C_1 a odpor R_1 na vstupu do fázového detektoru mají za úkol „ořezat" parazitní signály, hlavně silné signály vysílačů s amplitudovou modulací, které by mohly z antény pronikat po desce s plošnými spoji (i zemním vodičem) až na výstup a odtud do nf zesilovače.

Z odboček cívky L_1, které musí být symetrické proti středu cívky, přichází na diody D_1 a D_2 stejné, ale fázově otočené (v protifázi) napětí z oscilátoru a přes kondenzátory C_2 a C_3 vstupní signál. Není-li na vstupu žádný přijímaný signál, usměrňují diody pouze napětí z laděného obvodu oscilátoru. Protože je toto napětí v protifázi a diody jsou rovněž pólovány proti sobě, nabíjí se usměrněným oscilátorovým napětím kondenzátor C_4 a pozvolna se vybíjí přes odpory R_2 a R_3. Jsou-li oba odpory stejné, je napětí v místě jejich spojení proti středu cívky nulové. Při naladění oscilátorového obvodu na vstupní signál přichází na každou z obou diod vektorový součet vstupního signálu a jednoho z protifázově otočených napětí oscilátoru. Je-li mezi fází oscilátorového a vstupního napětí fázový rozdíl větší nebo menší než $\pi/2$ (90°), teče přes diody příslušně pólovaný proud a na výstupu fázového detektoru na odporu R_4 vznikne napětí. Pólováním výstupního napětí je dáno, jak se musí změnit kmitočet oscilátoru, aby rozdíl fází obou srovnávaných signálů byl opět roven $\pi/2$, čímž se dosáhne nulového výstupního napětí. Změní-li některý ze signálů svou fázi, reaguje výstupní napětí z fázového detektoru na tuto změnu rychlostí, danou vybíjecí konstantou odporů R_2, R_3 a kondenzátoru C_4.

Pro zesílení výstupního napětí z fázového detektoru je použit integrovaný obvod MAA502. Jeho zesílení je stabilizováno zpětnou vazbou odporem R_{11}. Kondenzátor C_{12} zlepšuje stabilitu smyčky, kterou uzavírají odpory R_{12} a R_{14} z výstupu operačního zesilovače na varikapy. Odpor R_8 stejnosměrně propojuje oba varikapy. Díky praktickému nulovému proudu tekoucímu varikapy je napěťový spád na tomto odporu rovněž nulový a oba varikapy jsou dolaďovány stejně. Kondenzátory C_8 a C_9 oddělují stejnosměrný obvod varikapů od vf obvodu oscilátoru.

Operační zesilovač potřebuje pro svou činnost souměrné napájení proti zemi. Aby se obešla nutnost stavět souměrný napáječ, je vytvořena umělá zem z odporů R_6 a R_{10}, blokovaných kondenzátory C_5 a C_{13}. Odporovým trimrem se nastaví napětí na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače tak, aby byla smyčka AFS v činnosti. Posouváním zemního potenciálu v tomto bodě lze v malé míře měnit superpozici řídicího napětí stejnosměrnou složkou (výstupní napětí se nemění v rytmu modulace kolem nuly, ale kolem malého kladného či záporného napětí) a tím i oscilátorový kmitočet a dosáhnout tak malého rozladění asi 3 až 5 MHz.

Cívka oscilátorového obvodu L_1 je navinuta vodičem dlouhým 250 mm s vývody na obou koncích délky 10 mm. Vodičem je měděný neizolovaný drát (případná laková izolace je osmirkována, drát nesmí být pocínovaný) o průměru asi 1 mm (0,8 až 1,2 mm). Drát před navinutím rozdělíme přesně na čtvrtiny a do těchto míst připájíme kousky téhož drátu dlouhé asi 20 mm. Cívku vineme na feritovou tyčku o průměru 8 mm a délce 20 mm, je použita zkrácená feritová tyčka s modrým označením z feritových antén (napilovat a ulomit). Navinuto je 8 závitů s mezerou mezi závity 2 mm. Po navinutí vpájíme cívku do desky s plošnými spoji tak, aby vývody byly co nejkratší a cívka byla asi 5 až 6 mm nad destičkou. Feritová tyčka nesmí být v cívce napevno, ale musí být ztuha posuvná, aby bylo možno při uvádění do chodu indukčnost cívky posouváním feritu vhodně nastavit.

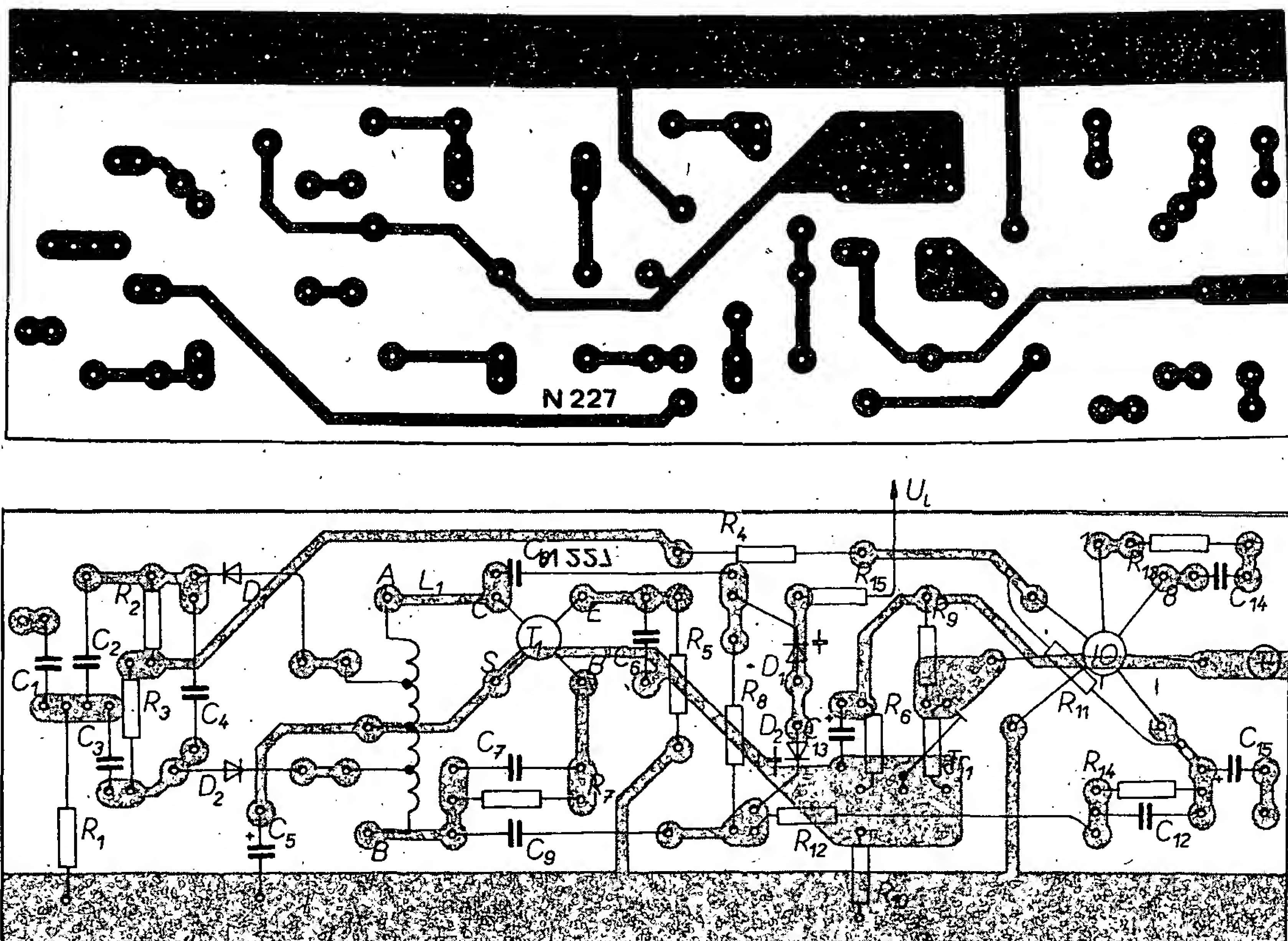
Diody ve fázovém detektoru jsou běžné germaniové GA205, pokud možno párované jak staticky, tak i dynamicky (stejná závislost napěťová i kmitočtová), tranzistor v oscilátoru je vf křemíkový KF173 nebo KF524 či KF525. Dolaďovací varikapy jsou KA201, lze také použít novější KB105 či KB109, ty však mají menší nastavitelný rozsah rozladění, neboť mají pro jmenovité napětí menší kapacitu.

Nastavení

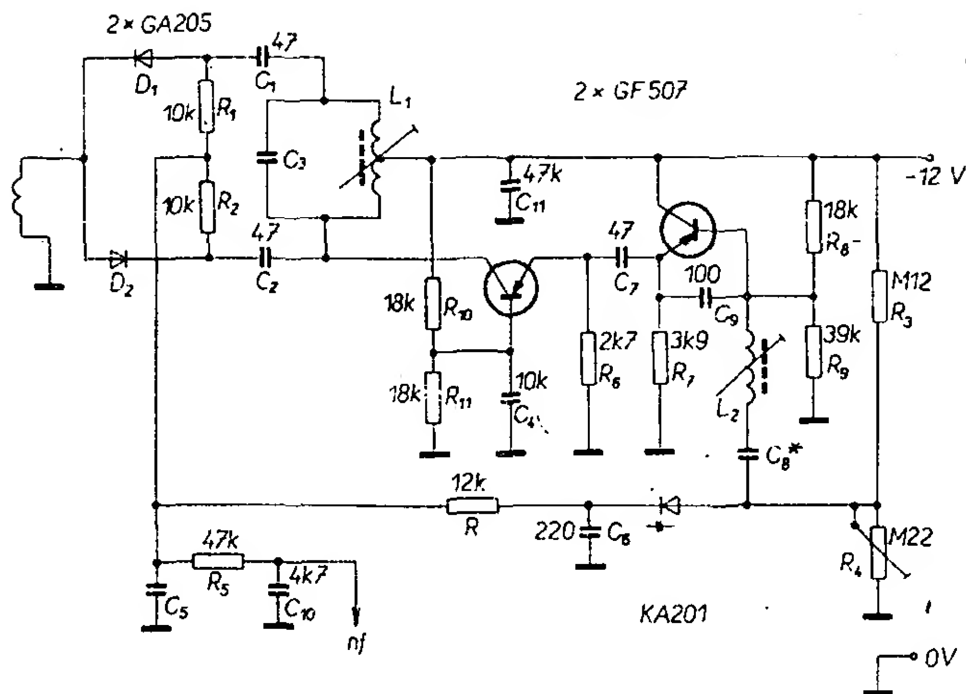
K adaptoru připojíme napájecí napětí, které může být 8 až 15 V, nejvýhodnější jsou tři ploché baterie zapojené do série. Odporový trimr vytočíme na největší odpor proti umělé zemi (středu cívky), připojíme nf zesilovač a anténu. Feritovou tyčku v cívce zasuneme do hloubky šesti závitů od kolektorového konce vinutí, potenciometr ladění nastavíme zhruba do poloviny a otáčíme zvolna odporovým trimrem, až se ozve zvětšený šum. Pak ladicím potenciometrem naladíme místní stanici, případně ještě mírně pohybujeme feritovou tyčkou v cívce a „dotáhneme" odporový trimr tak, aby synchronismus byl zajištěn přes celé přelaďované pásmo.

Ke zvětšení citlivosti lze k adaptoru připojit anténní předzesilovač z obr. 21a, případně 21b. Předzesilovač nesmí být umístěn v těsné blízkosti adaptoru, neboť adaptor vyzařuje signál oscilátoru na přijímaném kmitočtu, na stejný kmitočet je však naladěn i vstupní obvod předzesilovače. Adaptor a předzesilovač proto musí být umístěny buď ve větší vzdálenosti od sebe (nejlépe předzesilovač u antény), nebo musí být umístěny ve dvou samostatných stíněných krabičkách, aby se vzájemně neovlivňovaly. Citlivost adaptoru s předzesilovačem se zvětší asi na 50 µV.

Výše popisovaný přijímač se smyčkou AFS je v podstatě přímý demodulátor FM signálu a podle návrhu laděného obvodu oscilátoru ho lze využít k demodulaci mezifrekvenčního signálu. Demodulátory se smyčkou AFS lze řešit i jednoduše dvěma tranzistory. Na obr. 40 je zapojení demodu-



Obr. 39. Deska s plošnými spoji přijímače z obr. 38 (odpor R_{14} je umístěn pod IO MAA502)



Obr. 40. Zapojení demodulátoru FM se smyčkou AFS

látoru, který lze volbou rezonančního kmitočtu obvodu L_1, C_3 a L_2, C_8 řešit jako přijímač pro kmitočtovou modulaci pro příjem místní stanice v pásmu VKV, nebo jako detektor mf signálu u superhetu.

Demodulátor pracuje se dvěma tranzistory GF505 či 507, varikapem KA201 v obvodu oscilátoru a diodami GA205 ve fázovém detektoru. V tomto zapojení pracuje tranzistor T_2 s laděným obvodem L_2, C_8 jako Clappův oscilátor s kmitočtem řízeným kapacitou varikapu. Vhodné pracovní předpětí pro varikap se nastaví odporovým děličem R_3, R_4 tak, aby změna kapacity a tím i kmitočtu oscilátoru byla úměrná změně řídicího napětí. Čím větší je změna kapacity v závislosti na velikosti řídicího napětí, tím menší stačí fázová odchylka k dorovnání a tím je také užší propustné pásmo. Šířka propustného pásma je tedy v podstatě dána volbou předpětí pro varikap.

Z vazebního vinutí ve vstupním obvodu fázového detektoru se vstupní synchronizační vysokofrekvenční či mezifrekvenční napětí přivádí na fázový detektor. Na symetrické vinutí cívky L_1 fázového detektoru se přivádí i napětí z oscilátoru. Tranzistor T_1 tvoří oddělovací stupeň, který zajišťuje, aby nemohla nastat přímá synchronizace oscilátoru mezifrekvenčním signálem. Tranzistor T_1 pracuje s uzemněnou bází. Řídicí napětí z fázového detektoru, které je zároveň i nízkofrekvenčním napětím, se odebírá ze středu dvou přesně stejných odporů R_1, R_2 a je kondenzátorem C_5 zbaveno zbytku vf napětí. Odpor R a kondenzátor C_6 tvoří dolní propust v obvodu zpětné vazby. Kapacita kondenzátoru C_6 a odpor R upravují řídicí napětí a zlepšují stabilitu smyčky. Kapacita kondenzátoru je 220 pF, odpor je 12 kΩ. Článek deemfáze je tvořen odporem R_5 a kondenzátorem C_{10}.

Velkou výhodou FM demodulátoru, který je řešen jako smyčka AFS je, že šířka propustného pásma je určena pouze přenosovými vlastnostmi obvodů, které přímo zpracovávají demodulovaný signál. Tím nevzniká zkreslení ani při minimální použité šířce pásma, potřebné k přenosu FM informace. Toto zkreslení je totiž vnášeno do demodulovaného signálu filtry, které zpracovávají nosný signál. Tyto filtry (mf propusti) tlumí složky nosného signálu rozložené mimo propustné pásmo a tím ochuzují přenášenou informaci. Jinou výhodou je potlačení parazitních a rušivých napětí s kmitočty rozloženými okolo nosné FM signálu, které jsou kmitočtově mimo propustné pásmo demodulátoru. Nemalou výhodou je také to, že parametry demodulátoru je možno měnit jednoduchým způsobem (změnou korekčních obvodů *RC*).

Fázový detektor je schopen zpracovat fázový rozdíl porovnávaných signálů do $\pi/2$; při větším fázovém rozdílu obrátí polaritu řídicího napětí a smyčka AFS vypadne ze synchronismu.

Z hlediska zkreslení demodulovaného signálu je navíc vhodné využít jen lineární části převodní charakteristiky detektoru pro fázový úhel do maximálního úhlu otevření – posuvu – $\pi/4$. Při větším fázovém rozdílu se již zmenšuje strmost převodní charakteristiky detektoru, což se projeví jako zvětšení časové konstanty v závislosti na zvětšování fázového úhlu. Vhodným korekčním obvodem lze vytvořit zlom kmitočtové charakteristiky demodulátoru tak, aby odpovídal nutné minimální šířce pásma demodulátoru pro přenos daný použitým modulačním zdvihem. Pro běžně používaný kmitočtový zdvih 50 kHz (případně 75 kHz) to znamená, že minimální šířka pásma demodulátoru musí být 63,4, popř. 95,5 kHz.

Uvážíme-li, že pro přenos stereofonního signálu je nutné přenést modulační signál 56 kHz, je zřejmé, že zmenšování šířky pásma z hlediska nejen fázového, ale i amplitudového zkreslení není žádoucí. U demodulátoru se smyčkou AFS je pásmo aktivní synchronizace prakticky stejné jako šířka pásma demodulátoru. Protože je nutné využívat pro daný modulační zdvih celého pásma aktivní synchronizace, musí být střední hodnota FM signálu udržována přesně uprostřed převodní charakteristiky demodulátoru. Pro praktickou činnost demodulátoru je proto výhodné poněkud zvětšit pásmo aktivní synchronizace volbou vhodných prvků v korekčním obvodu (*RC*) zesilovače ve smyčce AFS, aby různé stálé či zvolna se měnící větší změny kmitočtu neovlivnily přenosové vlastnosti demodulátoru natolik, aby smyčka AFS vypadla ze synchronismu.

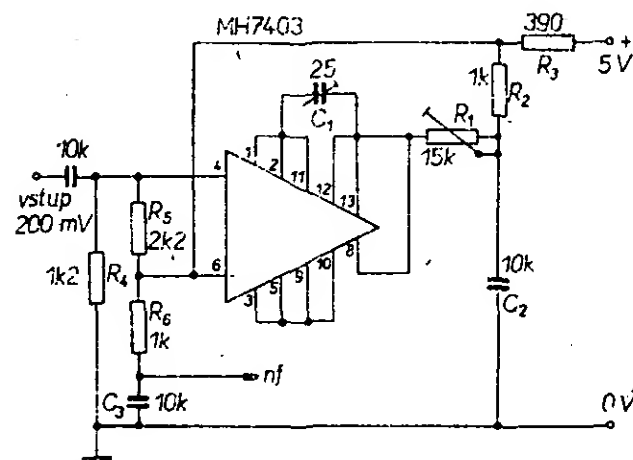
Při použití moderních integrovaných obvodů je účelné (pro zmenšení rozměrů) řešit oscilátor bez laděných obvodů *LC* a používat generátor zapojený jako klopný obvod, jehož kmitočet je přirozeně opět ovládán řídicím napětím. Stejně tak lze řešit i další obvody smyčky AFS. Jedním z nejčastěji používaných zapojení FM demodulátorů se smyčkou AFS je zapojení s MH7403, jehož hradla zajišťují svým vnitřním uspořádáním všechny funkce potřebné pro činnost AFS. Zapojení jednoduchého demodulátoru s tímto integrovaným obvodem je na obr. 41.

Jedno hradlo ze čtyř, které tento IO obsahuje, je zapojeno jako fázový detektor. Na emitorové vstupy hradla je přivedeno jednak vstupní napětí a jednak napětí z napěťově řízeného oscilátoru, který je sestaven ze zbývajících tří hradel s otevřeným kolektorem. Kmitočet oscilátoru se řídí proměnným kondenzátorem C_1 a rozsah pásma aktivní synchronizace se nastavuje změnou odporu R_1. Odpor R_6 a kondenzátor C_3 tvoří deemfázi. Zapojení má dobrou odolnost proti impulsnímu rušení.

U mezifrekvenčních zesilovačů 10,7 MHz, konstruovaných s integrovaným obvodem MAA661, lze k demodulaci použít rovněž obvod MH7403, u něhož je však využito pouze tří hradel, zapojených jako napěťově řízený oscilátor. Jako detektor je použita detekční část MAA661.

Synchronní detekce a smyčka AFS při příjmu AM signálů

Přijímače s AFS pro příjem signálů AM pracují na principu přímého převodu přijímaného signálu na nízkofrekvenční signál pomocí vf nemodulovaného signálu o stejném kmitočtu, jako je přijímaný nosný kmitočet. Protože však i zde je nutná fázová shoda pomocného nemodulovaného signálu se signálem přijímaným a tedy, jak již bylo ukázáno, jsou značné požadavky na množství použitých součástek, není tento typ přijímače masověji rozšířen. Přijímač má však značnou výhodu v tom, že se u něj nevyskytuje tzv. zrcadlový kmitočet; zvláště to lze ocenit v pásmu krátkých vln. Navíc, díky tomu, že zpracovávaný signál je podstatně zesílen až v nf zesilovači, lze zvolit prakticky libovolnou selektivitu přijímače.



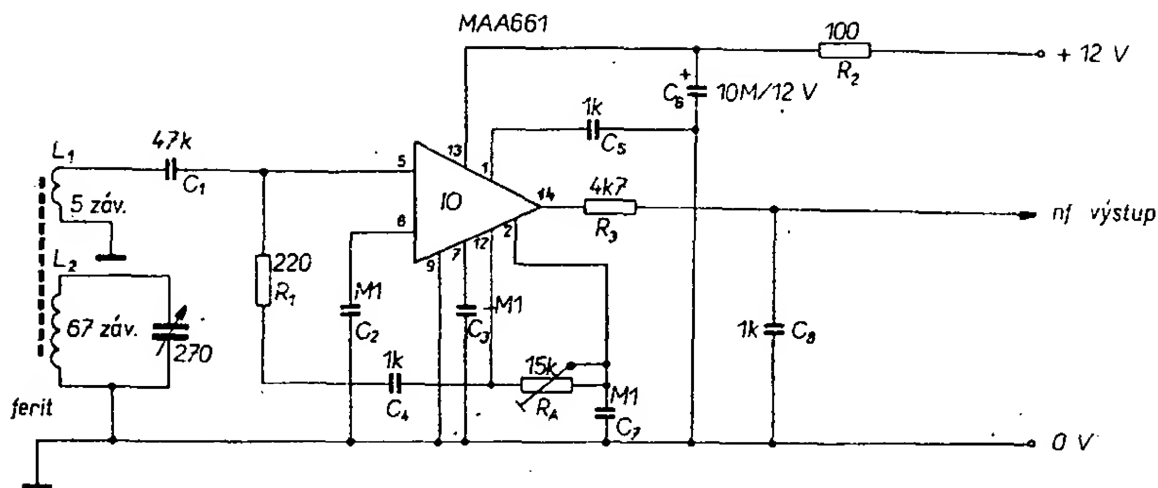
Obr. 41. Zapojení demodulátoru FM s MH7403

Při synchronní detekci tedy přichází na vstup detektoru jednak amplitudově modulovaný signál vyladěného vysílače, a jednak signál o stejném kmitočtu, avšak bez modulace. Tímto pomocným nosným signálem o konstantní amplitudě je střídavě otevírán a zavírán nelineárně pracující prvek – detektor (mění se jeho vodivost). Proud takto periodicky otevíraného detektoru je v okamžicích otevření dále ovládán vstupním signálem. Protože signály obou kmitočtů, jak nosného, tak i pomocného nosného jsou ve fázi, je výsledné výstupní napětí rovno vzniklému zázněji z nízkofrekvenčně modulované nosné a na výstupu z detektoru se objeví pouze napětí nízkofrekvenčního kmitočtu. Obvod tedy pracuje v podstatě jako směšovač, jehož výslednou součtovou složkou je již přímo nf signál.

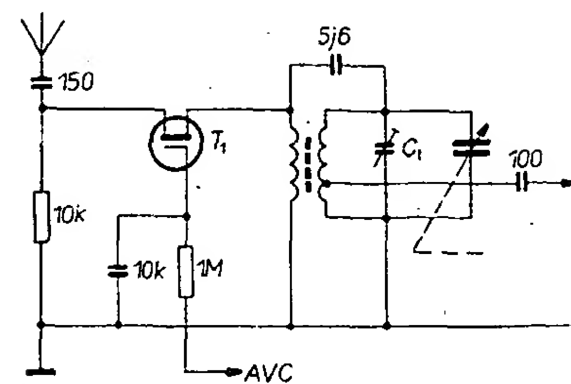
Signál pomocného nosného kmitočtu lze získat buď přímo z přijímacího signálu nosné (viz dále) nebo zapojením, využívajícím kompletní smyčky AFS.

Přijímač se synchronní detekcí se signálem pomocné nosné získaný z přijímaného signálu nosného kmitočtu lze v současné době realizovat velmi jednoduše s jedním integrovaným obvodem MAA661 s jednoduchým laděným obvodem. Přijímač při silnějších vstupních signálech pracuje spolehlivě a je tedy vhodný pro příjem místních či nepříliš vzdálených vysílačů AM. Výhodně se uplatní i při slabších vstupních signálech, kdy se na synchronní detektor dostávají složky napětí některých rušivých signálů v protifázi, tím se vzájemně vyruší a příjem je čistší. U slabších signálů se tak zlepšuje poměr mezi užitečným signálem a rušením až dvakrát.

Zapojení přijímače se synchronní detekcí je na obr. 42. Signál přijatý a vyladěný



Obr. 42. Jednoduchý přijímač SV se synchronní detekcí



Obr. 44. Zapojení AVC s tranzistorem MOS (2N5485, 2N5459, BFW11 apod.)

ladicím obvodem feritové antény se z vazební cívky L_1 vede přes kondenzátor C_1 do synchronního detektoru, realizovaného integrovaným obvodem MAA661, dvěma cestami. Vyladěný signál stanice je veden na vývod 6 tohoto obvodu, v němž je třístupňovým diferenciálním zesilovačem značně amplitudově zesílen a zároveň dokonale omezen tak, že na výstupu z tohoto zesilovače se již objeví pravoúhlé impulsy o kmitočtu nosné. Vlivem průchodu signálu zesilovačem se otáčí fáze a protože je třeba, aby na výstupu ze zesilovače (vstup do detektoru) bylo toto napětí přesně fázově shodné se vstupním napětím, lze nastavit fázi takto vzniklého pomocného signálu v určitých dostatečně širokých mezích odporovým trimrem tak, aby došlo k synchronní detekci se signálem přicházejícím druhou cestou.

Druhá cesta vstupního signálu vede přes odpor R_1 a C_4 přímo na synchronní detektor v IO (na vývod 12), kde se pak vzájemně porovnávají impulsní a modulovaný signál. Na vývodu 14 IO je pak výstupní nízkofrekvenční napětí.

Zapojení jakostního přijímače SV tohoto typu je na obr. 43. Jde o přijímač se synchrodetektorem podle předchozího zapojení. Signál z antény přichází přes tranzistor MOS zapojený jako proměnný odpor (viz dále) na vstupní laděný obvod a z něj na kmitající směšovač v méně obvyklém zapojení s mezifrekvenčním výstupem připojeným na mf filtr 465 kHz a odtud na odporově vázaný širokopásmový vf zesilovací tranzistor. Za tímto tranzistorem je již signál rozdělen do dvou přenosových cest jako u předchozího zapojení (obr. 42) a podobně je i zpracován.

U tohoto zapojení je využito v poslední době v zahraničí často se objevujícího zapojení automatické řízení citlivosti – AVC – s tranzistorem MOS zapojeným jako napěťově závislý odpor. Signál z antény přichází na elektrodu S tranzistoru MOS (KF521), jehož elektrody G je řízena záporným napětím, získaným usměrněním vf výstupního napětí z kolektoru T_3. Pro správnou činnost AVC je nutno pro tento tranzistor nastavit ještě pevné předpětí tak, aby ohyb napěťově-odporové převodní charakteristiky byl v oblasti řídicího napětí, získaného usměrněním vf napětí, tedy tam, kde je závislost odporu přechodu D-S na velikosti řídicího napětí na elektrodě G největší. Řídicí napětí se mění v poměru k intenzitě vstupního signálu a tím mění přechodový odpor tranzistoru MOS tak, aby výstupní úroveň signálu byla co nejstálejší. V některých zahraničních aplikacích se v tomto zapojení využívá tranzistorů MOS, zapojených podle obr. 44. U nás lze s výhodou použít tranzistor KF521 (tranzistor KF520 má velmi malou strmost změny odporu na řídicím napětí, proto ho použít nelze). U tranzistoru KF521 je nutno nastavit vhodné předpětí odporovým trimrem tak, aby báze (elektroda G) byla zhruba o 3 V zápornější (předpětí podle katalogu) proti elektrodě S. Připojením řídicího napětí na G_2 (či na G_1, případně jejich propojením, viz obrázek) lze strmost závislosti odporu na řídicím napětí AVC zvětšit.

Protože pracujeme s velmi choulostivým prvkem – tranzistorem MOS, odbočíme a připomeneme si některé zásady správné manipulace s tímto tranzistorem a přesný pracovní postup (autor přiznává, že ač znalý přesného postupu jej nedostatečně respektoval, což při zkouškách stálo dva zničené tranzistory). V zásadě je tedy třeba:

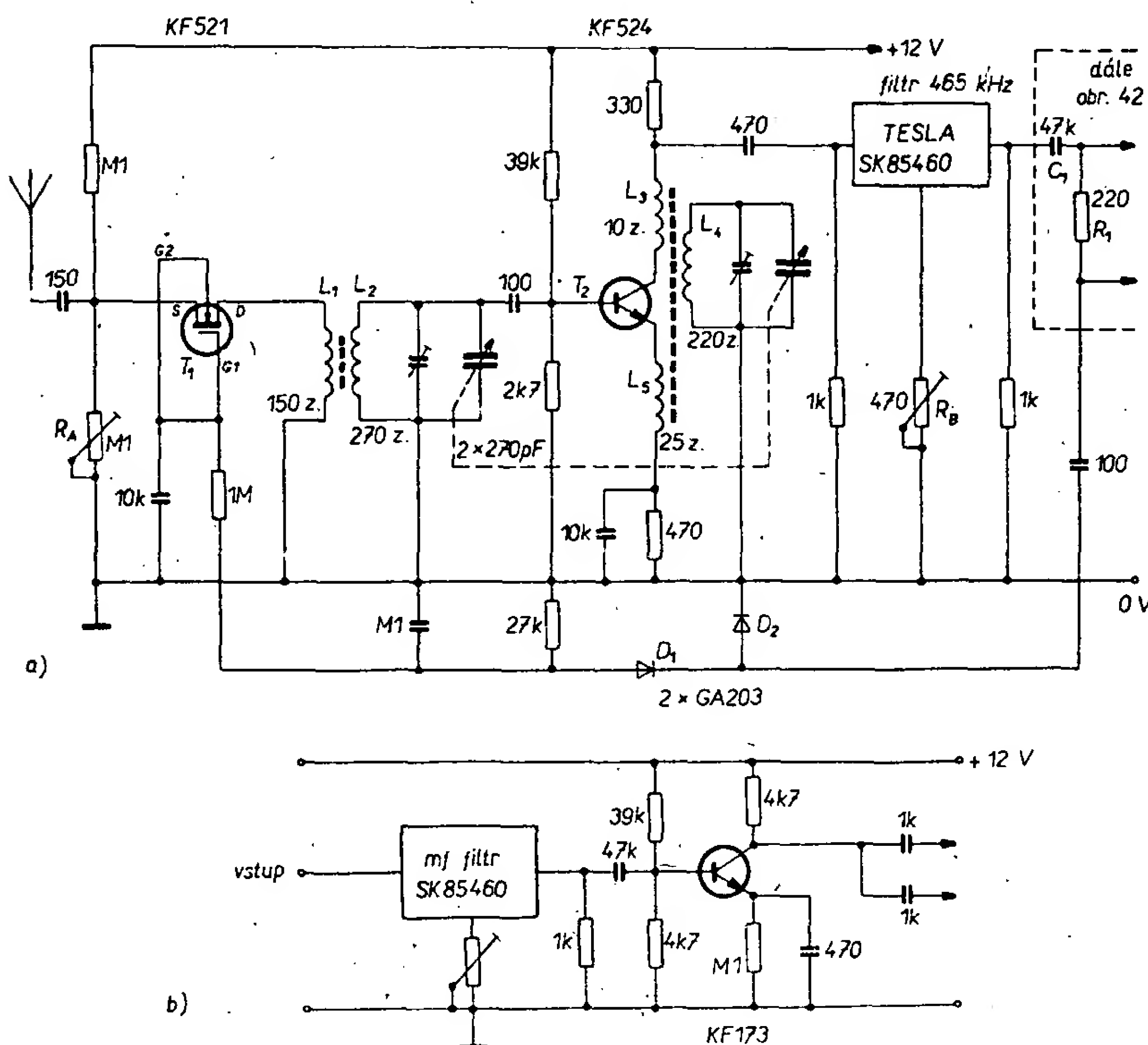
1. Tranzistor MOS vpájet do obvodu naposledy, s dokonale vzájemně zkratovanými elektrodami (vývody), nejlépe několikerým ovinutím tenkým neizolovaným měděným drátkem.
2. Při práci i při zkouškách zapojeného obvodu pracovat na kovové podložce, která je kusem měděného vodiče propojena s kostrami používaných přístrojů a přes odpor 200 kΩ spojena s nulovým vodičem sítě, jsou-li používány síťové přístroje.
3. Všechny přístroje, napáječe, zesilovač, páječka i ostatní kovové předměty a nářadí, které mohou přijít do styku s obvodem řídicích elektrod, je nutno vodivě propojit. Pracovní oděv nesmí být z plastických hmot (silon apod.).

Máme-li jistotu, že na našem pracovním místě nemůže vzniknout elektrický náboj, tranzistor připájíme a odvineme zkratovaný vodič – pak již svodové odpory dokonale chrání tranzistor před zničením. Přivedeme-li pak na obvod přes odpor R_2 řídicí napětí v rozmezí od 0,1 do 1 V a nastavíme-li vhodné předpětí odporovým trimrem (asi −3 V), musí se průchod vf napětí tranzistorem otevírat a zavírat změnou řídicího napětí zhruba o 2 až 3 desetiny voltu. Pokud zjistíme, že je třeba zvětšit předpětí na více než 6 V a vliv změny řídicího napětí je přesto velmi malý i když znatelný, je proražený tranzistor.

Toto velmi účinné zapojení AVC lze doporučit k realizaci jen technicky zkušeným a velmi pečlivým amatérům, jinak přijde velmi draho bez větší naděje na úspěch.

A nyní dále k zapojení přijímače na obr. 43. Signál upravený obvodem AVC na vhodnou velikost je veden na vstupní laděný obvod. Vstupní (anténní) cívka tohoto obvodu představuje (kromě primárního vinutí) také oddělovací indukčnost pro tranzistor MOS, který je přes ni stejnosměrně uzemněn a vysokofrekvenčně oddělen. Sekundární obvod je laděn na přijímaný kmitočet otočným dvojitým ladicím kondenzátorem, jehož druhá část je zapojena v laděném oscilačním obvodu směšovače.

Anténní cívka vstupního obvodu L_1 má 150 z drátu o ∅ 0,15 mm (vinuto křížově nebo divoce na šířku 5 mm na kostřičku o ∅ 5 až 6 mm s feritovým jádrem M4), cívka laděného obvodu L_2 má 270 závitů téhož



Obr. 43. Jednoduchý přijímač AM (SV) s účinným AVC (a) a zapojení doplňkového stupně mf zesilovače (b)

drátu na téže kostřičce ve vzdálenosti 8 mm od cívky L_1, se šířkou vinutí 7 mm (vinuto stejným způsobem). Cívky kmitajícího zesilovače jsou navinuty na obdobné kostřičce s jádrem M4. Ladicí cívka oscilačního obvodu L_1 má 220 z drátu o Ø 0,15 mm (křížově nebo divoce) na šířku 7 mm, cívka L_3 má 10 z a cívka L_5 25 z. Cívky jsou vinuty těsně u cívky L_4, každá z jedné strany. Nechce-li se oscilátor rozkmitat, je nutno prohodit vývody vinutí jedné z cívek L_3, L_5.

Řídicí napětí pro AVC se získá usměrněním vf napětí diodovým zdvojovačem. Na výstupu směšovače je zapojen piezokeramický filtr TESLA SK 854 60 s mezifrekvenčním kmitočtem 465 kHz. Správné přizpůsobení tohoto filtru se nastaví odporovým trimrem. Mezifrekvenční signál je za tímto filtrem rozdělen a veden dvěma cestami do synchrodetektoru, jehož činnost je popsána v předchozím zapojení a uvedena na obr. 42. Ke zvětšení zisku lze za mf filtr zapojit ještě jeden zesilovací tranzistor s běžnou odporověkapacitní vazbou (obr. 43b) a teprve na výstupu z kolektoru tohoto tranzistoru příslušně rozdělit mf signál do synchronního detektoru z obr. 42.

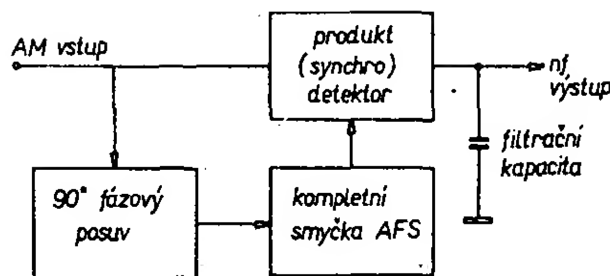
Synchronní detektor se smyčkou AFS pro demodulaci AM signálů

Demodulace signálů AM synchronním detektorem tak, jak byla popsána v předchozí kapitole, využívá k získání pomocného nosného kmitočtu zalimitovaného signálu nosného kmitočtu. Synchronní detektor se smyčkou AFS generuje signál pomocného nosného kmitočtu oscilátorem, jehož kmitočet i fázová věrnost jsou řízeny přijímaným signálem. Synchronní detekce s automatickou fázovou synchronizací použitá v přijímači pro příjem amplitudově modulovaných signálů se uplatní zejména při příjmu vzdálenějších vysílačů, kdy se vlivem selektivního úniku zmenší amplituda nosné vlny a přijímaný signál je čitelně zkreslen. Synchronní detektor se smyčkou AFS lze zapojit i za běžný mezifrekvenční zesilovač AM.

V zapojení přijímače se smyčkou AFS se nahradí nosná vlna přijímaného signálu signálem, produkovaným místním oscilátorem. Tento signál je díky smyčce AFS fázově shodný s původní nosnou vlnou, na rozdíl od ní má však konstantní amplitudu, která je bez modulace prosta všech amplitudových poruch zachycovaných přijímačem. Pokud úroveň přijímané nosné vlny vyhovuje požadavkům smyčky AFS na řízení oscilátoru, a je-li časová konstanta této smyčky taková, aby i výrazné kratší zmenšení úrovně nosné vlny nemělo za následek změnu kmitočtu napěťově řízeného oscilátoru, je toto zapojení mnohem výhodnější než předchozí, v němž bylo využito k fázovému porovnání pouze zesílené přijímané nosné vlny. Zkreslení při dálkovém příjmu AM se použitím smyčky AFS do značné míry odstraní a zčásti se zmenší i úroveň úniků.

V zahraničí se již před časem objevily integrované obvody, které díky smyčce AFS a dalších pomocných obvodů mají na jednom čipu celý přijímač pro příjem AM signálů (mimo nf díl) bez dalších přídavných laděných a ladicích obvodů. Pro názornost si zevrubně popíšeme takto zapojený přijímač s integrovaným obvodem fy Signetics 561B.

Blokové schéma přijímače se smyčkou AFS pro příjem AM signálů je na obr. 45. K demodulaci tímto způsobem je třeba, stejně jako v předchozím případě, aby oba signály a to jak přímá nosná vlna s amplitudou proměnnou v rytmu modulace, tak



Obr. 45. Blokové schéma přijímače AM se smyčkou AFS

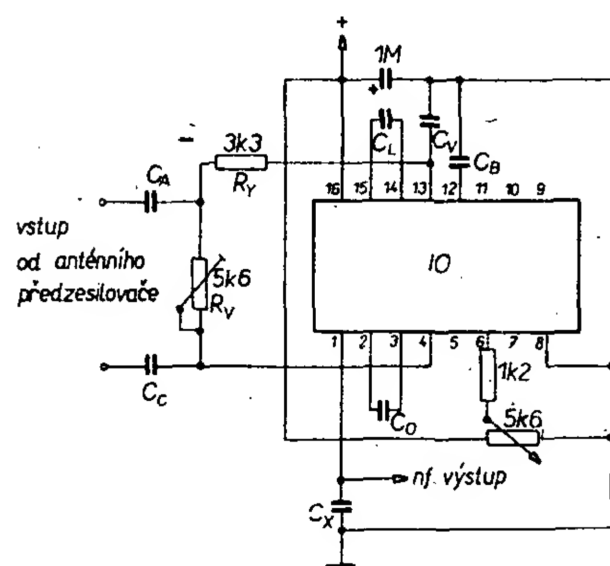
i signál pomocného nosného kmitočtu s konstantní amplitudou byly ve fázi. U předchozího zapojení přijímače byl tento fázový souběh zaručen tím, že pomocný signál byl získán přímo zesílením nosné vlny přijímaného signálu. U zapojení se smyčkou AFS je nutná doplňková úprava obvodu. Jak již bylo v předchozích statích ukázáno, z činnosti smyčky AFS vyplývá, že kmitočet výstupního signálu z napěťově řízeného oscilátoru, s nímž je porovnáván vstupní signál ve fázovém detektoru, musí být otočen proti vstupnímu signálu o 90° tak, aby při fázové odchylce obou signálů bylo výstupní napětí z fázového detektoru nulové. Výstupní signál z napěťově řízeného oscilátoru je tedy proti vstupnímu signálu pootočen o 90°. Protože k detekci amplitudově modulovaných signálů v tzv. produktdetektoru (synchrodetektoru) je nutno, aby oba signály měly buď nulový fázovací posuv, nebo byly vzájemně v protifázi (otočeny o 180°), je třeba pootočit fázi některého z napětí přiváděných do synchronního detektoru o 90°. Fázově posunout lze jak signál přijímaný a přiváděný přímo do synchrodetektoru (produktdetektoru), tak i výstupní signál z napětím řízeného oscilátoru, případně tak, jak je to ukázáno na blokovém schématu, pootočit vstupní signál do smyčky AFS.

Amplituda výstupního signálu nf kmitočtu ze synchrodetektoru bude maximální, bude-li přijímaný signál s pomocným signálem ve fázi, či budou-li vzájemně otočeny o 180°, a minimální, budou-li vzájemně posunuty o 90°, popř. 270°. K natočení fáze se použije vhodný fázovací člen.

Zapojení celého přijímače s obvodem Signetics 561B je na obr. 46. Přijímač je řešen pro příjem ve středovlnném pásmu s přeladěním od 550 kHz do 1,6 MHz a obsahuje kromě zmíněného integrovaného obvodu ještě odporověkapacitní fázovací člen ve vstupní části, několik blokovacích kondenzátorů a vhodný ladicí prvek. Fázovací obvod natáčí fázi vstupního signálu pro smyčku AFS. Kapacita C_a fázovacího obvodu se určí ze vztahu

$$C_a = \frac{1{,}3 \cdot 10^4}{f_c} \quad \text{[MHz; pF]},$$

kde f_c je geometrickým středem přijímaných kmitočtů,



Obr. 46. Zapojení přijímače AM s IO Signetics typu NE561B

$$f_c = f_h f_d = 1{,}6 \,.\, 0{,}55 = 0{,}94 \text{ MHz};$$

pak

$$C_a = \frac{1{,}3 \cdot 10^4}{0{,}94 \cdot 10^6} = 135 \text{ pF}.$$

Fáze se jemně doladí odporovým trimrem R_v.

Kondenzátor C_L upravuje fázovou odchylku ve smyčce AFS a společně s vnitřními prvky IO tvoří nízkofrekvenční filtr, zajišťující stabilitu této smyčky. Kapacita tohoto kondenzátoru není kritická, plně vyhoví 10 nF.

Přijímač lze ladit dvěma způsoby a to buď tak, že se mění kmitočet napěťově řízeného oscilátoru změnou kapacity C_o, nebo změnou proudu tekoucího vývodem 6 (nulový proud odpovídá kmitočtu 0,94 MHz). Středovlnné pásmo lze přelaďovat ladicím kondenzátorem, jehož počáteční kapacita je dána vztahem

$$C_{oh} = \frac{300}{f_h} = \frac{300}{1{,}6} = 180 \text{ pF},$$

a největší kapacita

$$C_{od} = \frac{300}{f_d} = \frac{300}{0{,}55} = 550 \text{ pF}.$$

Pro přeladění tedy vyhoví běžný ladicí kondenzátor s poměrem kapacit větším než 1 : 3; k dosažení potřebné větší počáteční kapacity lze k běžnému miniaturnímu kondenzátoru připojit přídavný paralelní kondenzátor.

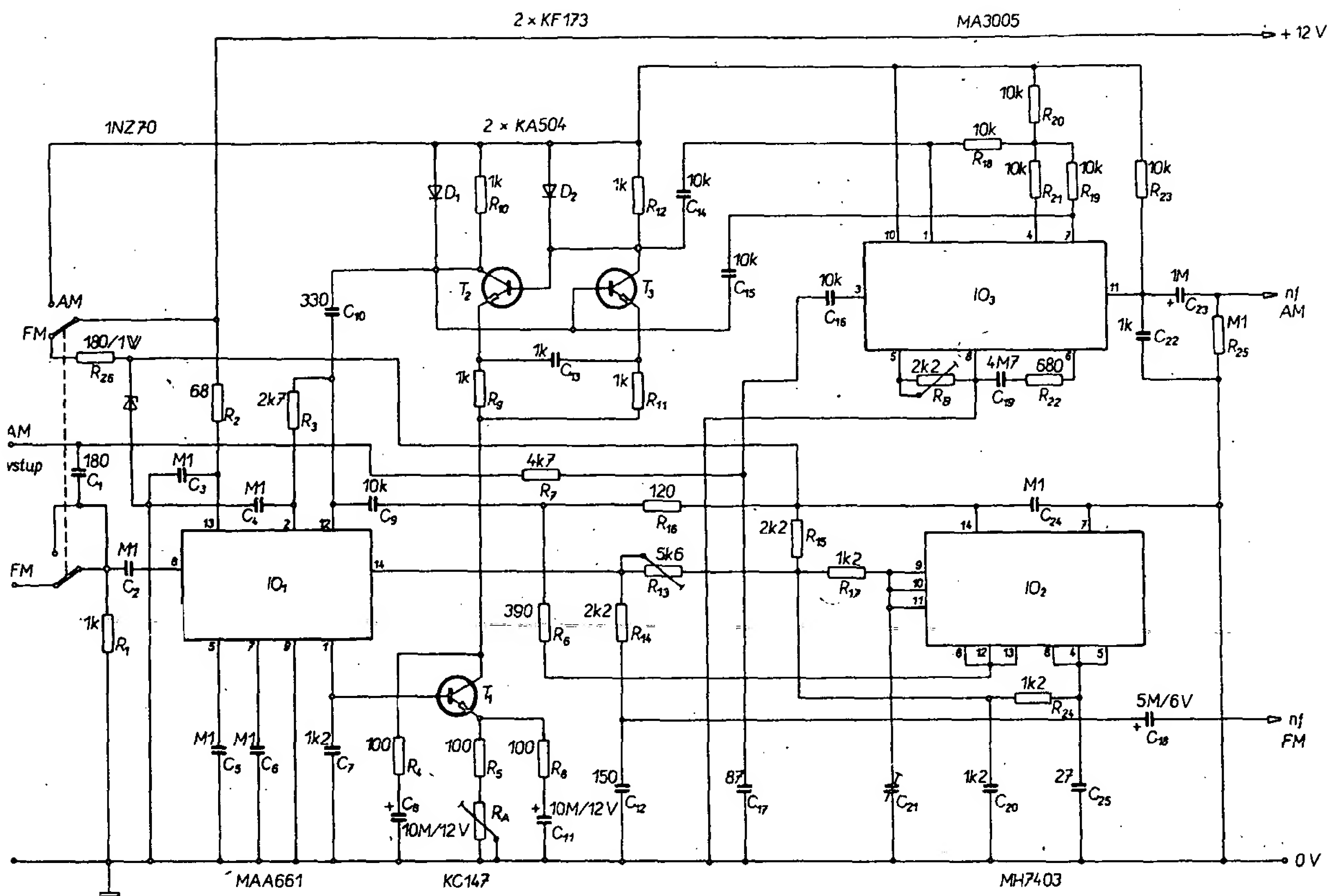
Nahradíme-li otočný kondenzátor pevným o kapacitě 300 pF, lze ladit stanice potenciometrem, který je zapojen k vývodu 6. Při napájecím napětí 18 V lze potenciometrem plynule přeladit celý rozsah SV. Kondenzátor C_x na výstupu nf signálu upravuje nízkofrekvenční výstupní charakteristiku a pro většinu případů vyhoví o kapacitě 1 nF. S dobrou venkovní anténou a případně s předzesilovačem poskytuje tento přijímač velmi kvalitní signál s výstupním nf napětím asi 0,5 V.

Zapojí-li se smyčka AFS za klasickým mezifrekvenčním zesilovačem pro AM, zlepší se výrazně přijímové vlastnosti přijímače. Smyčka AFS se v takovém případě uplatňuje jako synchronní demodulátor AM, odstraňující různé diference kmitočtu a vliv kmitočtového úniku tím, že proporcionálně řídí amplitudu výstupního signálu. Vlivem úzkého pásma smyčky AFS se výrazně zvětší selektivita a dosáhne se mnohem lepší imunity oproti běžnému špičkovému detektoru AM.

Na obr. 47 je zapojení demodulátoru FM/AM přijímače se smyčkou AFS v obvodu demodulátoru FM a se synchronním detektorem se smyčkou AFS pro detekci signálů AM.

Signál z mf zesilovače FM je veden na vstup IO_1 MAA661 (vývod 6), dále se zesílí a dokonale amplitudově omezí tak, aby měl na výstupu diferenciálního zesilovače (vývod 14) tvar pravoúhlých impulsů až k úrovni šumu. Demodulační obvod v další části IO_1 je použit ve smyčce AFS jako fázový detektor, jehož výstupním napětím je řízen oscilátor z hradel IO_2 (MH7403). Z tohoto IO jsou pro napěťově řízený oscilátor použita tři hradla, čtvrté zůstává nezapojeno. Výstupní napětí z fázového detektoru, kterým je oscilátor řízen, odpovídá za přítomnosti kmitočtově modulovaného signálu nízkofrekvenčnímu modulačnímu kmitočtu a je proto přes odpor R_{14} vedeno také na nf výstup. Kondenzátor C_{12} působí jako filtr pro vyšší kmitočty a jeho kapacita je pro stereofonní signál 150 pF, pro přijímač určený pouze pro monofonní příjem má kapacitu 4,7 nF.

Kmitočet oscilátoru se nastaví změnou kapacity kondenzátoru C_{21} (hrníčkový trimr). Na změnu kmitočtu působí i kapacita kondenzátoru C_{25}. Poměr napájecího napětí (přes odpor R_{15}) a řídicí napětí na vývodu



Obr. 47. Demodulátor přijímače AM-FM se smyčkou AFS

14 IO_1 udává šířku pásma synchronizace. Tuto šířku lze plynule nastavit trimrem R_{13}. Vhodný poměr odporů $R_{15} : R_{13}$ je 1 : 2. Napětí pro napájení obvodu IO_2 je 5 V, proto je třeba zmenšit napájecí napětí 12 V sériovým odporem R_{24} a Zenerovou diodou 1NZ70.

Z napěťově řízeného oscilátoru MH7403 je vf napětí o mf kmitočtu vedeno přes odpor R_6 a kondenzátor C_9 na vývod 12 IO_1, na fázový detektor (komparátor), kde se porovnává s amplitudově přijímaným signálem a případné fázové odchylky se objeví jako řídicí napětí na výstupu IO_1 (vývod 14), čímž je smyčka AFS uzavřena. Změnou odporu R_{13} se mění šířka pásma synchronizace, která odpovídá šířce pásma přenášeného tímto detektorem. Lze tedy změnou tohoto odporu (např. dálkově) volit podle kvality přijímaného signálu i potřebnou šířku pásma tak, aby i slabý monofonní signál byl reprodukován ve vyhovující kvalitě. Přílišné zúžení pásma synchronizace, kdy je propouštěné pásmo výrazně užší než je pásmo, které propouštějí filtry v předchozích stupních mf zesilovače, je nevýhodné, neboť vznikají při přelaďování rušivé zázněje. Je proto vhodné, žádáme-li regulaci šířky pásma, zajistit možnost ručně měnit odpor R_{13}. Optimálně je odpor nastaven tehdy, rovná-li se šířka pásma synchronizace šířce pásma, které propouštějí mf filtry v zesilovači při poklesu maximální úrovně o 3 dB.

Výstup nf signálů do dalších obvodů je výhodné vést při stereofonním příjmu přes dolní propust (člen *LC* nebo *RC*), potlačující signály kmitočtů vyšší než 55 kHz. Tyto vyšší kmitočty se totiž nepříjemně akusticky projevují při stereofonním příjmu, zejména v místech, kde je větší intenzita pole kmitočtově velmi blízkých vysílačů. Vhodný typ tohoto filtru je podle [21] uveden na obr. 48.

Amplitudově modulovaný signál z mf zesilovače pro AM je veden jednak přímo na jeden ze vstupů vlastního synchrodetektoru AM, a jednak přes fázovací člen R_1, C_1 na vstup MAA661. Značné zesílení třístupňového diferenčního zesilovače s účinným amplitudovým omezením má za následek, že se na výstupu (vývod 14) objeví pouze signál nosného kmitočtu s konstantní amplitudou a dokonale „oříznutým" signálem AM. Signál nosného kmitočtu je dále veden (v IO) na fázový detektor a je na něm porovnáván s napětím z proudově řízeného astabilního multivibrátoru. Výsledné stejnosměrné napětí je zesíleno jednostupňovým zesilovačem v prvním IO a vedeno na výstup 1. Pro správnou funkci smyčky AFS je na výstupu nutný filtr, tvořený integračním členem R_iC_7. Odpor R_i je vnitřní výstupní odpor zesilovače na vývodu 1. Tento člen *RC* filtruje zbytky modulačního signálu, které by jinak rozlaďovaly astabilní multivibrátor.

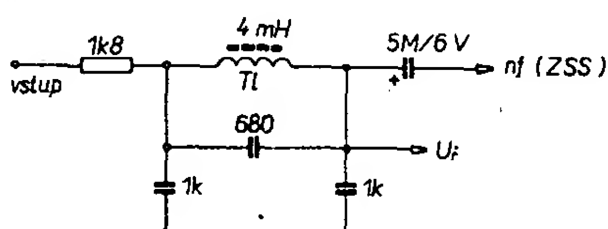
Proudově řízený astabilní multivibrátor (s tranzistory T_2 a T_3) volně kmitá v okolí kmitočtu 450 kHz. Kmitočet se ovládá změnou proudu emitorově vázaných tranzistorů T_2 a T_3 tranzistorem T_1. Proud tranzistoru T_1 je řízen stejnosměrným napětím usměrněné nosné (z vývodu 1 prvního IO).

Signál z astabilního multivibrátoru je symetricky veden na báze obou tranzistorů v IO_3, které pracují jako synchronní detektor. Z kolektoru T_2 je dále tento signál nesymetricky veden přes C_{10} na vývod 12 IO_1, na fázový detektor. Na emitory obou tranzistorů v IO_3 je přiváděn z kolektoru zesilovacího tranzistoru v tomto IO signál AM z mf zesilovače; fázově se porovnává a vzniklé výstupní napěťové rozdíly mezi kmitočtem multivibrátoru, který odpovídá nemodulované nosné, a modulovanou nosnou jsou již přímo úměrné nf modulačnímu signálu a jako takové vedeny dále do nf zesilovače.

Činnost obvodů pro FM a obvodů pro AM lze ovládat přepínáním napájecího napětí těchto obvodů a přepnutím vstupního signálu, není-li veden společně již v mf části (společná mf). IO_1 je na napájecí napětí připojen trvale, neboť je využit v zapojení obou demodulátorů.

Při nastavení smyčky AFS pro FM signál je třeba pouze nastavit napěťově řízený oscilátor v IO_2. Nastavuje se na střed pásma propustnosti mf zesilovače kondenzátory C_{21} a C_{25}. Trimr R_{13} je při tom nastaven zhruba do střední polohy. Přesně lze obvod nastavit pouze rozmítačem. Není-li tento přístroj k dispozici, lze obvod nastavit na nejkvalitnější přenos slabší; přesně vyladěné stanice. Předpokladem je, že jsou přesně sladěny obvody celé vf přenosové cesty od vstupního obvodu přijímače až po výstup z mf zesilovače.

K nastavení smyčky AFS pro signál AM je nutno použít voltmetr s větším vstupním odporem (Avomet II, PU 120), kterým se měří stejnosměrné napětí na bázi tranzistoru T_1. Správná velikost tohoto napětí se nastaví odporovým trimrem: napětí na bázi se změří nejprve bez vstupního signálu (pouze šum). Pak se připojí vstupní signál (nejlépe z generátoru mf kmitočtu, případně se vyladí silnější stanice), který vychýlí ručku měřicího přístroje. Při otáčení běžcem trimru se bude poloha ručky přístroje měnit. V určité poloze běžce trimru bude výchylka maximální v jiné minimální. Optimálně bude smyčka AFS nastavena tehdy, bude-li výchylka ručky stejná jako bez vstupního signálu. Při otáčení běžcem trimru kolem jeho správné polohy se bude napětí na jednu stranu zvětšovat, na



Obr. 48. Filtr LC k potlačení signálů s kmitočty vyššími než 55 kHz

druhou zmenšovat. Jemně lze obvod doladit při příjmu slabší stanice s konstantní úrovní signálu.

Stereofonní dekodéry

Stereofonní dekodér, jako součást kvalitního přijímače pro příjem kmitočtově modulovaného signálu v pásmu velmi krátkých vln, umožňuje svou funkcí reprodukci stereofonního programu vysílaného vysílačem. Stereofonní signál přichází z vysílače v zakódovaném stavu tak, aby jej bylo možno přijímat jak monofonně na běžný mononní přijímač, tak i stereofonně na přijímač k tomu uzpůsobený.

Úplný zakódovaný stereofonní signál se skládá ze signálů součtových a rozdílových kmitočtů, získaných smíšením pravého a levého kanálu, a signálu pilotního kmitočtu, který je subharmonickou pomocné nosné potřebné k přenosu rozdílové složky. Součtová složka je přenášena běžnou cestou jako monofonní signál v pásmu kmitočtů od nuly do 15 kHz, rozdílová složka je amplitudově namodulována na pomocný nosný kmitočet 38 kHz, čímž se vytvoří dvě postranní pásma, sahající od 23 kHz do 53 kHz (při přenosu nejvyššího modulačního kmitočtu rozdílové složky 15 kHz). Při vysílání je pomocný nosný kmitočet potlačen a vysílají se pouze postranní pásma a signál pilotního kmitočtu 19 kHz, který je ve fázi (odvozen dělením) se signálem pomocného nosného kmitočtu 38 kHz. V dekodéru je pomocí signálu pilotního kmitočtu obnovena nosná 38 kHz a s její pomocí je pak dekódována součtová a rozdílová složka na pravý a levý nf kanál. Systém stereofonního kódování je řešen tak, aby signál nosného kmitočtu 38 kHz obsahoval v kladných půlvlnách informaci levého a v záporných půlvlnách informaci pravého kanálu.

K získání stereofonní informace z úplného zakódovaného stereofonního signálu je potřebný jednak vlastní demodulátor zakódovaného signálu a jednak obnovovač pomocné nosné, kterým je tento demodulátor vhodně přepínán tak, aby se demodulovaná informace „dostala do správného kanálu", tj. do pravého či levého.

Obnovovač nosné lze realizovat laděným zesilovačem a zdvojovačem kmitočtu, nebo zapojením se smyčkou AFS. Zapojení laděných zesilovačů a zdvojovače kmitočtu má nevýhodu v menší stabilitě a pracnějším nastavení, obnovovač se smyčkou AFS je náročnější na počet součástek.

Dekódování multiplexního signálu

Existují tři hlavní způsoby dekódování stereofonního signálu:

1. Polárním demodulátorem, u něhož se obnovená pomocná nosná vlna přičítá k zakódovanému signálu. Výsledný průběh připomíná amplitudově modulovaný signál; kladné půlvlny odpovídají levému a záporné pravému kanálu. Signál demodulují dva jednoduché špičkové detektory, z nichž každý snímá jednu modulační obálku. Dokonalejší demodulaci získáme, použijeme-li dva vyvážené špičkové detektory.
2. Oddělením součtové a rozdílové složky. V tomto případě se od sebe oddělí součtová složka 0 až 15 kHz a obě postranní pásma 23 kHz až 53 kHz dolní pásmovou propustí. K oběma postranním pásmům se pak přičte obnovená nosná vlna, čímž se získá běžný amplitudově modulovaný signál se symetrickou modulační obálkou. Pak následuje demodulace jednoduchým nebo dvojcestným špičkovým detektorem.
3. Přepínacím způsobem, tzv. časovým multiplexem. Pomocná nosná vlna ovládá ve vhodných časových okamžicích elektronický přepínač, rozdělující vstupní signál na dva signály výstupní. Při správné synchronizaci se na jednom výstupu objeví impulsy příslušející jen levému kanálu, na druhém impulsy pravého kanálu. Impulsy zpravidla nabíjejí kondenzátory, které pak předávají vyhlazené signály do dalších obvodů.

Komplexní demodulace, u níž se zakódovaný signál demoduluje jako celek, je obecně výhodnější. Při dělené demodulaci vznikají amplitudové i fázové rozdíly k sobě příslušejících složek. Vyrovnat tyto rozdíly je velmi obtížné a proto mají dekodéry s dělenou demodulací větší přeslechy.

Z uvedených důvodů lze za vhodné způsoby demodulace považovat zapojení s polárním demodulátorem nebo časovým multiplexem. Většina parametrů stereofonního dekodéru úzce souvisí s typem použitého demodulátoru, který představuje ústřední funkční jednotku. Porovnáním různých typů demodulátorů lze dojít k závěru, že nejlepších vlastností dosahují dekodéry s demodulátory kruhovými a křížovými. Velmi se osvědčil křížový demodulátor s kondenzátory ve větvích můstku. Měřením parametrů lze dokázat, že vlastnosti takového demodulátoru vyhovují i pro nejnáročnější požadavky.

Obnovovač pomocné nosné vlny

Obnovovač pomocné nosné vlny má za úkol vytvořit ze signálu pilotního kmitočtu pomocnou nosnou vlnu s dostatečně velkou amplitudou a shodnou fází. Signál pilotního kmitočtu je laděnými obvody filtrován a zdvojen na 38 kHz. Kmitočet lze zdvojit buď dvoucestným usměrněním, nebo laděným zesilovačem pracujícím ve třídě B nebo C, případně lze použít i přímosynchronizovaný oscilátor nebo systém se smyčkou AFS. U obnovovačů pracujících na principu zdvojení kmitočtu je velkým problémem dokonalé odstranění zbytků pilotního signálu ze zakódovaného signálu. V laděných obvodech před zdvojovačem, který pracuje nelineárně, je nutné co nejvíce potlačit signály všech kmitočtů kromě pilotního, jinak by byla při zdvojení fázově i amplitudově modulována obnovená nosná vlna. Fázová modulace ovlivňuje správné okamžiky přepínání – výsledkem jsou interference, jejichž intenzita roste s kmitočtem modulace (protože se při zvyšujícím se kmitočtu zmenšuje selektivita obnovovače). Pro snesitelnou úroveň těchto interferencí je třeba zaručit selektivitu obnovovače pro signály kmitočtů 15 kHz až 23 kHz alespoň −40 dB, raději však lepší. Pro praxi z toho vyplývá nutnost využít v obnovovači laděných obvodů s velkou jakostí. Negativním důsledkem je však větší nestabilita těchto obvodů z hlediska driftu fáze a tedy i zhoršení přeslechů mezi kanály. Vliv fázové chyby na přeslechy je zřejmý z tabulky:

Fázová chyba [°] pilotního signálu 19 kHz	Přeslechy [dB]
1,0	−70,3
1,5	−63,3
2,5	−54,5
5,0	−42,0
10,0	−30,0
15,0	−23,0

Obnovovač se smyčkou AFS je schopen splnit ty nejnáročnější požadavky. Používá se u něj místní oscilátor fázově synchronizovaný se vstupním pilotním signálem. Systém může mít velmi úzké propustné pásmo, takže se šumová složka vstupního signálu rušivě neprojeví. Lze vyjmenovat hned několik výhod systému s AFS před obnovovačem s laděnými obvody, jsou to především:

1. Obnovovač s AFS je systém s uzavřenou smyčkou, a tím se veškeré změny (např. teplotní, změny hodnot součástek aj.) samy automaticky korigují. (V systémech bez vazby mezi vstupem a výstupem ke korekci nemůže dojít, proto u nich mohou být chyby omezeny pouze použitím kvalitních součástek a pečlivým nastavením).
2. Produkce záznějů je velmi malá, protože systém AFS je úzkopásmový. Parazitní fázová modulace přepínacího signálu 38 kHz se může vyskytnout jen při nízkých kmitočtech. Systém se tedy chová jako laděný obvod *LC* s extrémně velkou jakostí, avšak bez nedostatků vzhledem k fázové stabilitě.
3. Systém se smyčkou AFS se vyznačuje jednoduchým nastavením a rušivá šumová složka ve vstupním napětí se neprojeví příliš výrazně, je-li signál svou úrovní schopen synchronizace.
4. Fázová odchylka v ustáleném stavu je menší než 1° – tím je zhoršení přeslechů vlivem nevykompenzované fázové chyby obnovené nosné zanedbatelné.

Pro bezvadný stereofonní příjem je, jak již bylo dříve uvedeno, zapotřebí mnohonásobně většího signálu, než pro příjem monofonní. Mimo to obsahuje šumové spektrum na výstupu kmitočtového detektoru i kmitočty kolem 19 kHz, které by mohly v dekodéru vytvářet parazitní pomocnou nosnou vlnu (tento případ může nastat i při monofonním příjmu, jehož signál obsahuje i kmitočty kolem 19 kHz – blikání indikace stereo). Uvedené jevy nepříznivě ovlivňují kvalitu signálu na výstupu dekodéru. Nežádoucí vlastnosti odstraňují obvody, které umožňují nastavit prahovou citlivost pro pilotní signál 19 kHz.

Tak jako pro obnovovač nosné, tak i pro celou přenosovou cestu platí, že pro maximální potlačení přeslechů mezi kanály musí být přijímán pouze přímý signál z vysílače na kvalitní anténu; napáječ musí mít minimum odrazů. Vstupní signál musí být zpracován kvalitní vstupní a mf částí s co nejmenším fázovým posuvem a časovým zpožděním v celém pásmu kmitočtů ZSS. Každá z těchto částí přenosové cesty musí zajistit potlačení přeslechů nejméně 30 až 34 dB.

Proč je důležité dosáhnout tak značného potlačení přeslechů, když běžné kvalitní vložky do stereofonních gramofonů mají 15 dB (VM 2101) i méně a i vložky fy Shure (typ M95EJ; M93E) mají 20 dB a pouze nejnovější špičkové typy (M95G či V-15III-G) dosahují potlačení 25 dB? Požadavek potlačení přeslechů v jednotlivých kanálech v takové míře, jak je uvedeno, je dán skutečností, že výsledná velikost přeslechu v kanále je dána součtem přeslechů v přenosové cestě a tím je i výsledné potlačení výrazně menší. Přijímač s obvody s velkou jakostí je tak schopen reprodukovat ve vyhovující kvalitě i stereofonní signál s menší intenzitou, získaný dálkovým příjmem, tedy s fázovými posuvy.

Pokud má být stereofonní dekodér používán i ve spojení s magnetofonem, je nutné, aby všechny nežádoucí signály vzniklé při dekódování byly dostatečně potlačeny. Jde zejména o potlačení pilotního signálu 19 kHz, pomocné nosné 38 kHz a spektra postranních pásem 23 až 53 kHz. Z uvedených signálů je samotným demodulátorem potlačena dostatečně účinně pouze pomocná nosná 38 kHz, ostatní se musí odstranit filtry ve výstupních obvodech dekodéru. Filtry pro oba kanály jsou pochopitelně shodné. Amplitudová charakteristika filtru sleduje v oblasti kmitočtů od nuly do 15 kHz průběh deemfáze. Od kmitočtu 19 kHz výše potlačuje filtr všechny kmitočty minimálně o 40 dB proti kmitočtu 400 Hz.

Chceme-li dosáhnout velmi dobrých technických parametrů dekodéru, je nutné většinu součástek vybírat, popřípadě použít součástky předepsaného typu. Odpory ve vlastním demodulátoru je nutné vybírat nejméně

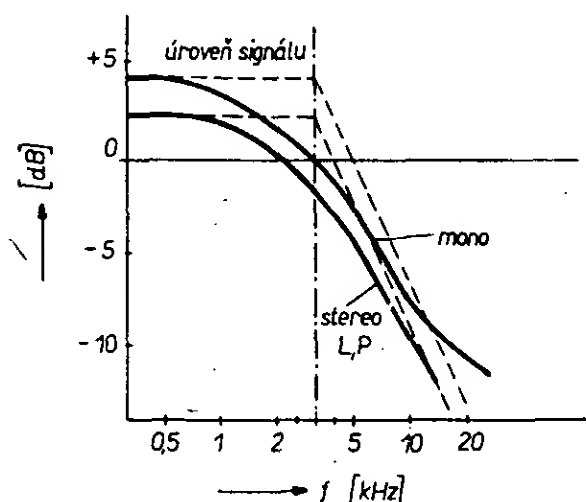
s tolerací ±5 %. Je výhodné použít typy TR161 (tolerance 1 %), dobře však vyhoví i TR 151 (5 %). Odpory s kovovou vrstvou zaručí dlouhodobou stálost parametrů. Velmi přísné požadavky jsou také kladeny na kondenzátory v demodulátoru. Ty musí být vybírány s přesností 3 % (nejlépe styroflexové). Výběr součástek demodulátoru má velký vliv na dosažitelné přeslechy a na potlačení pomocné nosné.

Odporové trimry a to nejen v obvodech nastavení kompenzace přeslechů, kde musí mít zaručenou dlouhodobou stabilitu, ale i v ostatních obvodech stereofonního dekodéru, je nutné použít stabilní, tj. typy TP 015 nebo TP 016 (keramický trimr s kovovou vrstvou). Trimry s uhlíkovou vrstvou malé přeslechy trvale nezaručí.

Z hlediska bezvadné funkce demodulátoru je důležitý také výběr diod. Nejlepší jsou křemíkové hrotové diody KA206. Z germaniových typů jsou potom nejvhodnější GA203. Plošné diody, ať již křemíkové nebo germaniové, jsou v demodulátoru nepoužitelné. Diody je třeba vybrat tak, aby měly pokud možno shodné parametry. Při výběru se postupuje následovně: do série s diodou se zapojí odpor 47 kΩ a měří se proud v propustném směru při napětí zdroje 1,5 V (stejnosměrný). Vybrané diody by měly mít proud v toleranci ±3 %.

Měření na stereofonním dekodéru

Podrobné měření dekodéru zahrnuje i veličiny, které se obvykle v základních parametrech neuvádějí, které však spolu s nimi umožní získat ucelenější obraz o chování dekodéru. U dekodéru je tedy vhodné znát:
- amplitudové charakteristiky a údaje signálů,
- lineární přeslechy,
- harmonické zkreslení při monofonním přenosu,
- harmonické zkreslení při stereofonním přenosu,
- úrovně nežádoucích složek a kombinačních signálů,
- průběh deemfáze.



Obr. 49. Průběh amplitudové charakteristiky správně nastaveného stereofonního dekodéru

Amplitudové charakteristiky a úrovně

Na obr. 49 je znázorněn průběh amplitudové charakteristiky v oblasti kmitočtů 200 Hz až 15 kHz u správně nastaveného kvalitního stereofonního dekodéru. Je tu patrný přenos dekodéru a průběh deemfáze. Přenos dekodéru je vztažen k úrovni modulační obálky vstupního multiplexního signálu. Při monofonním přenosu je na výstupu dekodéru signál, jehož úroveň je na nízkých kmitočtech o 3,2 dB větší než úroveň modulační obálky vstupního multiplexního signálu. Dekodér v tomto případě zesiluje 1,45krát. Průběh deemfáze je v celé kmitočtové oblasti dodržen, pouze na nejvyšších kmitočtech je o něco málo vyšší, než je předepsáno. Čárkovaná přímka značí asymptotu teoretické křivky deemfáze.

Při stereofonním přenosu je na výstupu signál úrovně, která je dána zesílením dekodéru. Zesílení se u dekodéru bez dalších aktivních korekčních obvodů pohybuje obvykle kolem 1. U celkového průběhu amplitudové charakteristiky v pásmu 30 Hz až 60 kHz by se na nejnižších kmitočtech prakticky úroveň zmenšovat neměla, nad 15 kHz by se naopak měl výrazněji uplatňovat vliv vestavené dolní propusti.

Lineární přeslechy

způsobené dekodérem lze spolehlivě měřit pouze se stereofonním kodérem (např. Rohde-Schwarz typ MSC). Aby se mohl zjistit vliv kodéru na vlastní měření, musí se nejprve zjistit přeslechy kodéru (osciloskopickým pozorováním multiplexního signálu); změřené údaje pak budou kombinací přeslechu kodéru a dekodéru. Při sčítání přeslechů se ovšem kromě amplitudy uplatňuje i fáze. Musí se tedy sčítat vektorově. Přeslechy na výstupu dekodéru se měří selektivním vf voltmetrem, který má v oblasti 10 Hz až 60 kHz vynikající parametry. Přeslechy na výstupu kodéru mají až o 60 dB menší úroveň než užitečný signál na vstupu i výstupu a proto je při měření nutná jistá opatrnost. Přístroje je nutno propojit krátkými souosými kabely a stále kontrolovat, nevznikají-li přeslechy mimo kodér.

Z uvedeného je patrno, že vyhodnocení naměřených výsledků je velmi obtížné a proto i nastavení optimální kompenzace přeslechů na nejmenší možnou míru je přinejmenším problematické. Při určování přeslechu dekodéru z naměřených údajů je pak třeba řídit se těmito přibližnými pravidly:

a) jsou-li naměřené přeslechy podstatně horší (nejméně o 12 dB) než přeslechy kodéru, pak přísluší dekodéru;

b) jsou-li naměřené přeslechy značně lepší (nejméně o 12 dB) než přeslechy kodéru, pak se přeslechy dekodéru blíží přeslechům kodéru;

c) jsou-li naměřené přeslechy přibližně shodné s přeslechy kodéru, může být přeslech dekodéru velmi malý, ale také až o 6 dB horší než přeslech kodéru.

Případ c) je bezesporu nejzajímavější; zde je třeba pro přesnější určení přeslechů vzít v úvahu další okolnosti, a to fázi přeslechových signálů a také, zda je dekodér překompenzován či naopak.

Harmonické zkreslení monofonního signálu

Při monofonním provozu přenáší dekodér signál, jehož kmitočet se pohybuje v oblasti 30 Hz až 15 kHz. Protože není přítomen pilotní signál, obnovovač pomocné nosné vlny nepracuje. Na výstupu ze stereofonního dekodéru se také neobjeví zbytky signálů v nadakustické oblasti. Úroveň případných rušivých složek lze měřit integrálním měřičem zkreslení, připojeným na výstup dekodéru. Kolik z této úrovně připadá na harmonické složky přenášeného signálu, lze zjistit analýzou rušivého signálu. Hodně se dá určit z osciloskopického pozorování zbytkového signálu na výstupu měřiče zkreslení.



Harmonické zkreslení lze měřit určením obsahu vyšších harmonických složek při sinusovém vstupním signálu o kmitočtu 400 Hz. Měří se měřičem zkreslení (např. TESLA BM 224).

Zkreslení stereofonního dekodéru při stereofonním provozu se změří nejpřesněji, měří-li se pouze v jednom kanálu, tedy případ „harmonický (sinusový) signál 400 Hz v kanálu P (případně L)". Úroveň modulace musí být přitom maximální, tj. úroveň modulačního signálu je desetinásobná proti úrovni pilotního signálu. Aby bylo možné správně hodnotit výsledky měření, je výhodné změřit nejprve zkreslení vstupního multiplexního signálu (na výstupu kodéru) selektivním voltmetrem. Zkreslení vstupního (měřicího) signálu nelze zanedbat; musí se s ním počítat při hodnocení naměřených výsledků.

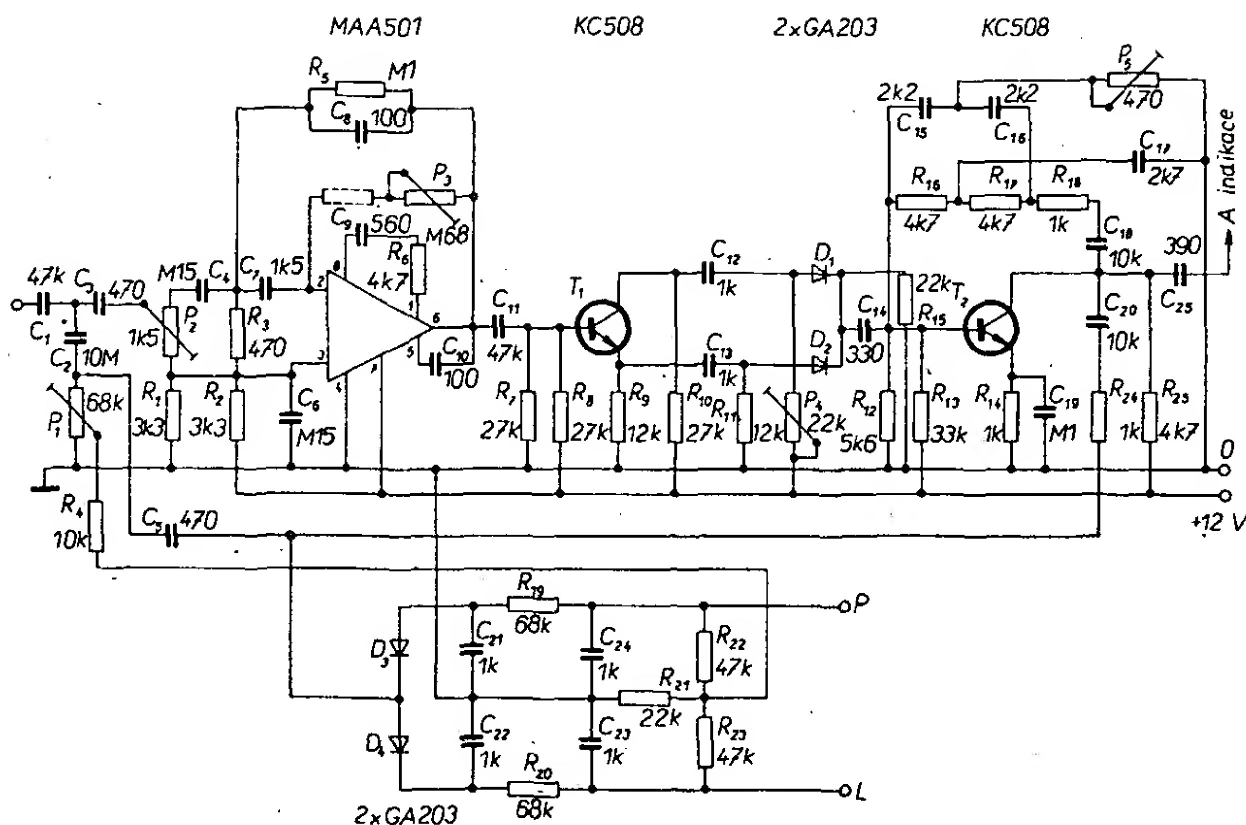
Měřič zkreslení se použije stejný jako v předchozím případě. Za dekodér je však třeba připojit dolní propust, potlačující všechny signály nad 15 kHz. Měří se při maximální předepsané úrovni vstupního signálu a vezme-li se v úvahu vlastní zkreslení vstupního multiplexního signálu, je zkreslení dekodéru dáno zkreslením změřeným v jednom z obou kanálů. Při zvětšování vstupního signálu by se nemělo zkreslení prudce zvětšovat. Měření se signálem vždy jen v jednom kanálu představuje nejnepříznivější provozní případ. Tak např. měření za přítomnosti signálů v obou kanálech (P = L) dává údaje, blížící se výsledkům při monofonním provozu.

Nežádoucí složky a signály kombinačních kmitočtů se opět měří selektivním voltmetrem a to jak v akustické oblasti, tak i na vyšších kmitočtech (pilotní kmitočet, pomocná nosná a další produkty, jako jsou rozdíly signálů pilotního a nejvyšších modulačních kmitočtů, 4 kHz, 8 kHz).

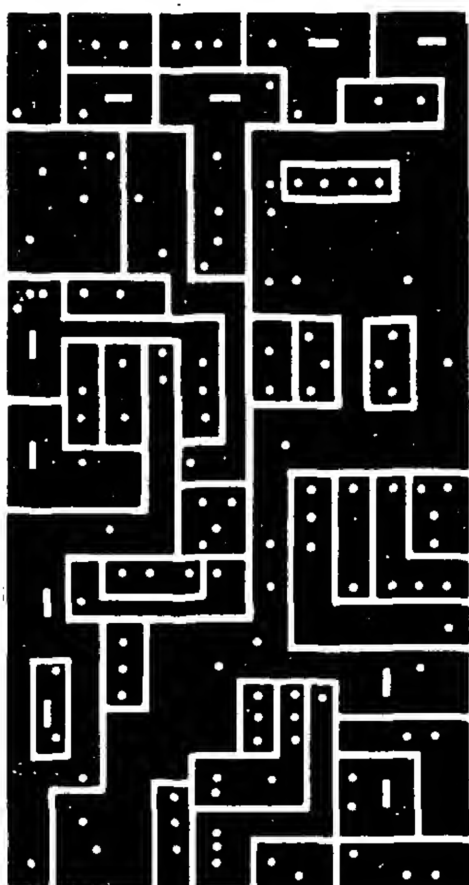
Při nastavování průběhu deemfáze se může začít až u 9 kHz. Při signálu 9 kHz v obou kanálech, kdy P = L, má být správný pokles asi −10 dB. Není-li tomu tak, pak se musí mírně změnit kapacita kondenzátorů v členu *RC* deemfáze. Při monofonním provozu je pak na 9 kHz pokles −9,5 dB. Při signálu 15 kHz v obou kanálech se nastaví pokles proti referenční úrovni na 400 Hz na −14 dB.

Jednoduchý stereofonní dekodér bez cívek

Tento dekodér je určen pro dekódování signálů s velkou úrovní, pro méně náročné prostředí a požadavky na přeslechy. Schéma dekodéru je na obr. 50, deska s plošnými spoji na obr. 51. Obnovení nosné 38 kHz z pilotního signálu 19 kHz, jehož úroveň je značně menší oproti součtové a rozdílové složce zakódovaného stereofonního signálu, vyžaduje značné, kmitočtově velmi úzkopásmové zesílení. Tohoto zesílení lze dosáhnout buď úzkopásmově laděným zesilovačem, nebo zapojením s automatickou fázovou synchronizací oscilátoru (AFS). Laděné obvody mohou být buď rezonanční obvody *LC*, nebo lze použít selektivní obvody *RC*. Výhodné je zapojení obvodů *RC* s operačním zesilovačem jako aktivních filtrů. Lze tak dosáhnout strmější křivky propustnosti, blížící se svým útlumem v oblasti kolem propouště-



Obr. 50. Zapojení jednoduchého stereofonního dekodéru bez cívek



Obr. 51. Deska s plošnými spoji N228 dekodéru z obr. 50

ného pásma kmitočtu laděným obvodům složeným z cívek a kondenzátorů. Použitím aktivního filtru s operačním zesilovačem lze realizovat ostrou křivku selektivity s malým počtem běžně dostupných součástek, snadno nastavitelný, bez pracného vinutí cívek.

Pásmovou propust jako aktivní filtr s operačním zesilovačem je možné řešit buď sériovým zapojením horní a dolní propusti, nebo samostatnou pásmovou propustí v zapojení s vícenásobnou zpětnou vazbou dvojitým článkem T. Zapojení se zpětnou vazbou se používá tam, kde je potřebná velká strmost potlačení postranních pásem při úzkém pásmu přenášených kmitočtů. Princip zapojení pásmové propusti s vícenásobnou zpětnou vazbou s použitím operačního zesilovače je na obr. 52. Vhodnou volbou kapacit kondenzátorů C_1 a C_2 lze dosáhnout přijatelných hodnot odporů R_2 a R_3. Změnou odporu R_1 se mění zisk propusti. Změna odporu R_2 mění kmitočet i jakost obvodu velmi výrazně, odporem R_3 je možno jemně doladit rezonanční kmitočet, aniž by se měnila šířka přenášeného pásma.

Určitou nevýhodou běžně používaného zapojení operačních zesilovačů je, že potřebují proti zemi kladné a záporné napájecí napětí stejné velikosti. Vhodně voleným zapojením však lze i tento nedostatek obejít.

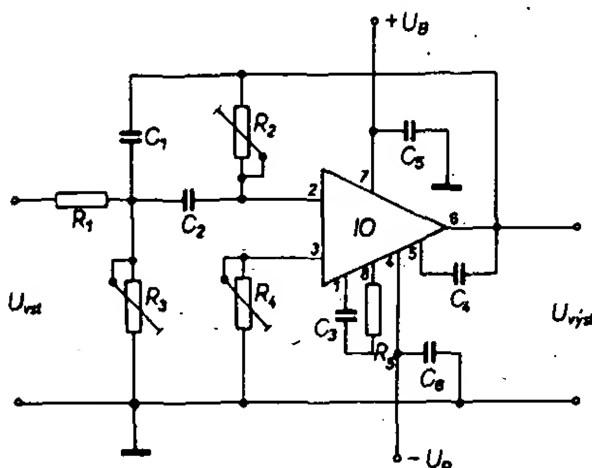
Skutečné zapojení filtru s operačním zesilovačem a integrovaným obvodem MAA501 je na obr. 50. Zapojení je řešeno již tak, aby bylo možno použít běžné nesouměrné napájecí napětí 12 V. Odpory R_1 a R_2 vytvářejí střed napájecího napětí – potřebnou pro správnou činnost zapojení invertujícího operačního zesilovače. Potenciometr P_2 společně s odporem R_3 zastávají v tomto zapojení dvojici odporů R_1 a R_3 z principiálního zapojení na obr. 5.

Nejmenší vstupní napětí úplného zakódovaného stereofonního signálu (ZSS), které lze tímto dekodérem ještě spolehlivě zpracovat, je 150 mV. Je to napětí, které jsou při kvalitním signálu na anténě schopny dodat všechny běžně řešené tunery pro příjem kmitočtově modulovaného signálu.

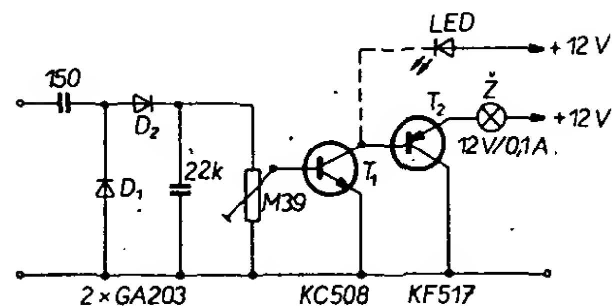
Vstupní multiplexní signál je přiveden na vstup dekodéru, kde se potenciometrem P_1 nastaví potřebná úroveň ZSS pro dekodér a potenciometrem P_2 úroveň pilotního signálu pro obnovovač nosné. Pilotní signál přichází na selektivní zesilovač 19 kHz, odkud je dále veden na fázový invertor s tranzistorem T_1 a z něj na kmitočtový zdvojovač s diodami D_1 a D_2. Zdvojením získaný signál je veden přes kondenzátor C_{14}, který svou kapacitou natáčí fázi signálu obnovované nosné 38 kHz tak, aby byly kompenzovány posuvy, vzniklé v předchozí zesilovací cestě tak, aby byl ve fázi se vstupním signálem 19 kHz. Změnou kapacity tohoto kondenzátoru lze fázi nosného kmitočtu ovlivnit v širších mezích. Signál 38 kHz je zesílen selektivním zesilovačem s tranzistorem T_2 a přiveden společně ze ZSS do polárního dekodéru. Signály levého a pravého kanálu vznikají přepínací funkcí nosné na zatěžovacích článcích RC, v nichž kondenzátory C_{23} a C_{24} (1 nF) jednak odstraňují složku nosného kmitočtu, a jednak současně s odpory působí jako obvody deemfáze pro každý kanál.

Všechny součástky zpětnovazební sítě operačního zesilovače pilotního signálu 19 kHz jsou voleny tak, aby při nastavení potenciometrem P_3 na správný kmitočet byla jakost obvodu co největší. Aby však bylo dosaženo souladu mezi jakostí obvodu, kmitočtem a ziskem, musí mít vstupní napětí určitou přesně definovanou velikost, kterou je třeba přesně nastavit potenciometrem P_2. Maximální strmosti na daném kmitočtu se dosáhne vzájemnou změnou P_2 a P_3 tak, až výstupní napětí na vývodu 6 IO bude největší na daném kmitočtu. I malá změna odporu P_2 a P_3 musí mít za následek znatelný úbytek přenášeného střídavého napětí na vývodu 6. Hodnotami součástek uvedených ve schématu je dán přenášený kmitočet 19 kHz. Při zmenšení odporu potenciometru P_3 zhruba pod 0,2 MΩ vzniká nebezpečí rozkmitání obvodu vlastními neřízenými oscilacemi blízkými rezonančnímu kmitočtu o mnohonásobně větší amplitudě, než jakou má výstupní napětí na vývodu 6. Je proto vhodné k zamezení vzniku těchto oscilací při nastavování rozdělit P_3 na část s pevným odporem 0,1 až 0,2 MΩ a část s trimrem 0,68 MΩ.

Nastavení obvodu 19 kHz potenciometrem P_3 je velmi ostré a vyžaduje přesně definovanou velikost vstupního napětí mezi vývody 2 a 3 IO. Přesně nastavit toto napětí však není obtížné. Do bodu s označením stereofonní indikace zapojíme buď obvod této indikace podle obr. 53, nebo výhodněji



Obr. 52. Funkční schéma obvodu operačního zesilovače v zapojení jako pásmová propust



Obr. 53. Obvod indikace stereofonního příjmu (deska s plošnými spoji M206 a podrobný popis v AR B1/78)

použijeme střídavý milivoltmetr s větším vstupním odporem. Máme-li zapojen obvod indikace, pak postačí místo indikační žárovky použít běžný ručkový miliampérmetr na stejnosměrný proud.

Potenciometry P_3 a P_5 vytočíme na maximální odpor, ostatní nastavíme do středu odporové dráhy. Protáčíme P_3, má-li přitom výstupní signál dva vrcholy s poklesem uprostřed, nastavíme P_3 do místa nejmenší úrovně v místě poklesu a potenciometrem P_2 zmenšujeme vstupní signál, až bude výchylka ručky měřicího přístroje maximální (maximální svit žárovky). Vzájemným jemným doladěním P_3 a P_2 musíme dosáhnout jednoho vrcholu s maximální výchylkou. Pak doladíme potenciometr P_5, případně P_4 opět na největší výchylku ručky přístroje. Jsou-li diody D_1 a D_2 vybrány tak, aby měly stejný průběh usměrňovací charakteristiky, lze P_4 nahradit odporem 12 kΩ. Při poslechu stereofonního programu pak všechny potenciometry včetně P_1 a hlavně P_3 jemným doladěním nastavíme na nejmenší přeslechy mezi kanály. Máme-li při nastavování nosné 38 kHz či přeslechů dojem, že by mohlo být potlačení lepší, avšak nemáme možnost dále měnit odpor některého z potenciometrů, změníme kapacitu kondenzátoru C_{14}.

Celý dekodér kromě obvodů indikace je zapojen na desce s plošnými spoji o rozměrech 43 × 78 mm. Trimry jsou umístěny po obvodu destičky nastojato, aby k nim ze stran byl přístup šroubovákem. Jejich střední vývod je vždy s příslušným bodem na desce propojen kouskem vodiče. Kondenzátory jsou použity poduškovitého typu, v rezonančních obvodech je však výhodnější použít kondenzátory styroflexové. Tranzistory T_1 a T_2 mohou být KC507 nebo KC147.

Stereofonní dekodér se smyčkou AFS v obnovovači pomocné nosné vlny

Návrh systému AFS

Při návrhu systému AFS pro stereofonní dekodér je nutné vycházet ze známého počátečního rozladění oscilátoru $\Delta\omega_0$ a přípustné fázové odchylky ϑ. Ustálenou fázovou odchylkou se zde rozumí fázová odchylka mezi vstupním napětím (pilotní signál) a výstupním napětím (19 kHz z ovládaného oscilátoru) po dosažení ustáleného stavu za předpokladu, že kmitočet vstupního napětí je konstantní. S ohledem na minimální přeslechy je vhodné volit velikost přípustné odchylky $\vartheta = 1{,}5°$. Počáteční rozladění je převážně určeno teplotní závislostí ovládaného oscilátoru. Oscilátor použitý v dále popisovaném dekodéru se smyčkou AFS měl změnu kmitočtu $\Delta f_0 = \pm 300$ Hz při změně teploty $\Delta t = \pm 15$ °C. S ohledem na tyto v domácím provozu možné teplotní změny byla změna $\Delta f_0 = 300$ Hz uvažována jako maximální možná.

Je-li amplituda vstupního napětí 60 mV, vyplyne z předchozích úvah o návrhu smyček s AFS, že požadovaný zisk A pro správnou činnost obnovovače a dekodéru je zhruba $A \geqq 300$. Pro poměr odporů R_2/R_1 potom vyplývá $A/2 = 150$. Volbou $R_2 = 2{,}7 \cdot 10^6$ Ω a $R_1 = 1{,}8 \cdot 10^4$ Ω obdržíme požadovaný poměr velikostí těchto odporů.

V dalším kroku je nutné určit velikost tlumení smyčky AFS a vlastní kmitočet ω_v. Tlumení d určuje odezvu systému na jednotkový skok vstupní fáze. Optimální tlumení je $d = 0{,}6$ až 1,0. V uvedeném zapojení bylo zvoleno $d \pm 0{,}8$. Velikost ω a d určují průběh amplitudové charakteristiky $|P(j\omega)|$ systému AFS, který v realizovaném dekodéru nahrazuje selektivitu v klasickém obnovovači pomocné nosné vlny (laděné obvody LC). Filtrační vlastnosti amplitudové charakteristiky $|P(j\omega)|$ systému lze chápat v tomto případě následujícím způsobem: pokud na vstupu fázového detektoru bude mimo žádaného vstupního signálu ω_1 přítomen ještě nežádoucí signál ω_n, budou na výstupu dekodéru složky, jejichž kmitočet je dán součtem a rozdílem kmitočtu ω_1 a ω_n. Signál součtového kmitočtu je potlačen filtrační vlastností filtru, signál rozdílového kmitočtu $\Delta\omega_n = |\omega_1 - \omega_n|$ fázově moduluje výstupní signál ω_2. Z fázové charakteristiky je možno přímo určit hloubku fázové modulace výstupního signálu za předpokladu, že amplitudová charakteristika odpovídá změnám přípustné fázové odchylky $\Delta\vartheta$. Pak $\Delta\omega_n = \Delta\vartheta$.

U stereofonního dekodéru bude nejnižší rozdílový kmitočet f_n určen záznějem mezi pilotním signálem 19 kHz a signálem nejvyššího modulačního kmitočtu 15 kHz (popřípadě mezi pilotním signálem a signálem nejnižšího kmitočtu dolního postranního pásma 23 kHz): V tomto případě bude $\Delta f_n = 4$ kHz.

Kritériem filtračních vlastností systému AFS je šumová šířka ω_s, vyjadřující propustné pásmo ideální propustě, kterou projde stejný šumový výkon, jako uvažovaným obvodem AFS. Pro šumovou šířku propouštěného pásma platí

$$\omega_s = (1 + 4d^2)\,\frac{\pi}{2d}\,\omega_v$$

je-li zvoleno $d = 0{,}8$, pak je $\omega_s = 7\,\omega_v$.

Vzhledem k tomu, že v uvažovaném systému nás nezajímají dynamické vlastnosti (pilotní signál není modulován ani kmitočtově ani fázově), ale pouze vlastnosti filtrační, bylo by výhodné zvolit ω_v co nejmenší. Ovšem na druhé straně s klesajícím kmitočtem ω_v se prodlužuje čas T_s potřebný k zasynchronizování, tj. čas, za který bude $\omega_2 = \omega_1$. Je-li počáteční rozladění oscilátoru $\Delta f_0 = 300$ Hz a $d = 0{,}8$, pak pro T_s platí:

$$T_s \doteq 8{,}4 \cdot 10^3\,\frac{1}{f^3{}_v}$$

V zapojení popisovaného dekodéru s AFS bylo zvoleno $T_s = 0{,}5$ s. Takto zvolený čas T_s se ještě nebude rušivě projevovat při skutečném provozu dekodéru (při naladění přijímače na žádanou stanici není pak nutno dlouho čekat na ustálený stav dekodéru). Dosazením za $T_s = 0{,}5$ s zjistíme, že $f_v = 25{,}6$ Hz, což dále odpovídá časovým konstantám členu RC v obou vstupních větvích operačního zesilovače a to $T_1 = 2{,}8$ s a $T_2 = 10$ ms. Vzhledem k tomu, že $T_1 = (R_3 + R_1)\,C_1$ a $T_2 = R_3C_1$, je možné určit $C_1 = 1$ μF a $R_3 = 10$ kΩ.

Obnovovač nosné 38 kHz

Jak již bylo uvedeno v části popisující funkci systémů s AFS, vytváří vyvážený fázový detektor na svém výstupu stejnosměrnou složku, jejíž velikost je úměrná fázovému rozdílu mezi vstupním pilotním signálem a místním signálem 19 kHz. Vzhledem k tomu, že použitý fázový detektor pracuje jako přepínač (tedy zdroj harmonických), objeví se na jeho výstupu směšovací produkty. Vzniká tak řada signálů různých kmitočtů, z nichž nejnižší kmitočet odpovídá rozdílovému signálu mezi přepínacím kmitočtem 19 kHz (nezaměňovat s přepínacím kmitočtem 38 kHz použitým k demodulaci) a nejvyšším akustickým kmitočtem (15 kHz), obsaženým v ZSS.

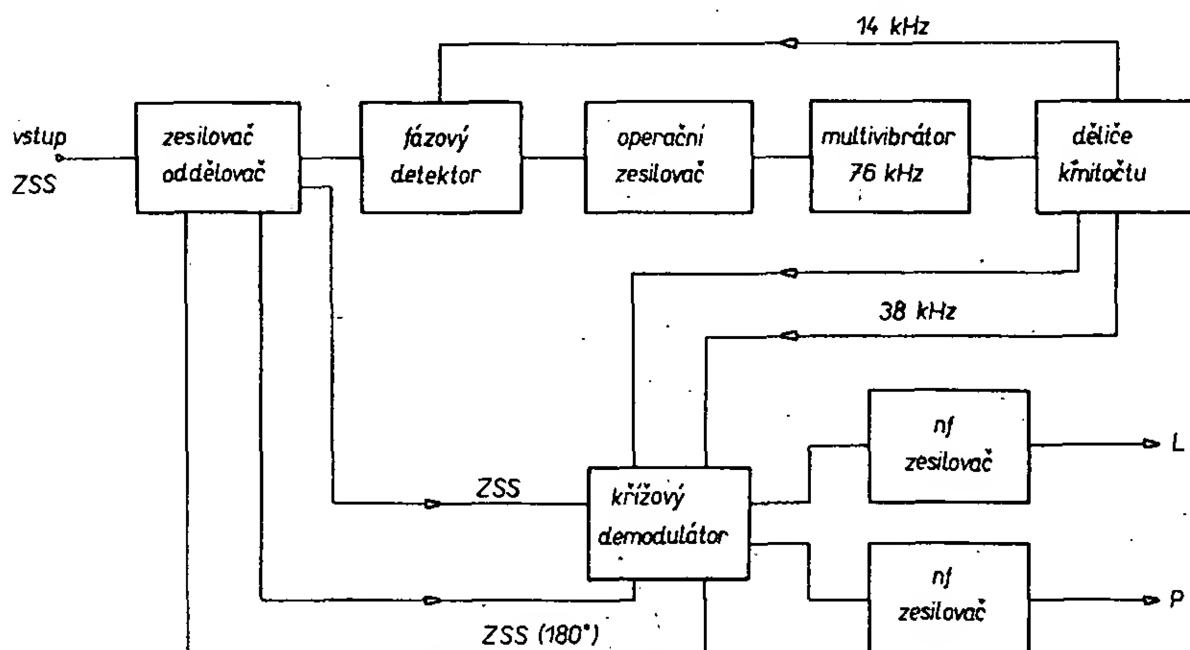
Chybový signál, vzniklý porovnáním fáze vstupního a místním oscilátorem generovaného signálu (jeho stejnosměrná i střídavá složka) se filtruje dolní propustí a zesiluje v zesilovači chybového napětí. Filtrace je nezbytná k odstranění všech parazitních střídavých složek chybového napětí. Výstupní stejnosměrné napětí ovládá napěťově závislý oscilátor tak, aby při jakékoli změně fáze mezi vstupním a výstupním signálem místní oscilátor vzniklou fázovou chybu redukoval.

Pokud není fázově citlivý detektor dobře vyvážen, mohou na jeho výstup proniknout modulační signály nízkého kmitočtu. Bude-li jejich kmitočet srovnatelný s šířkou pásma systému AFS, pak bude filtrace chybového napětí nedostatečná. Následkem nedostatečné filtrace dojde k parazitní fázové modulaci místního oscilátoru a může to znamenat vznik záznějových signálů na výstupu dekodéru. Z tohoto důvodu je třeba jednak volbou stejných obvodových prvků zajistit dynamickou vyváženost fázového detektoru a jednak volit dostatečně malou šířku pásma systému AFS. Extrémně malá šířka pásma má však nevýhodu v prodloužení času potřebného k zasynchronizování oscilátoru. Jako vhodný kompromis, jak již bylo ukázáno, je šířka pásma smyčky AFS 50 Hz, které se dosáhne výše zmíněnou volbou časových konstant zesilovače chybového napětí.

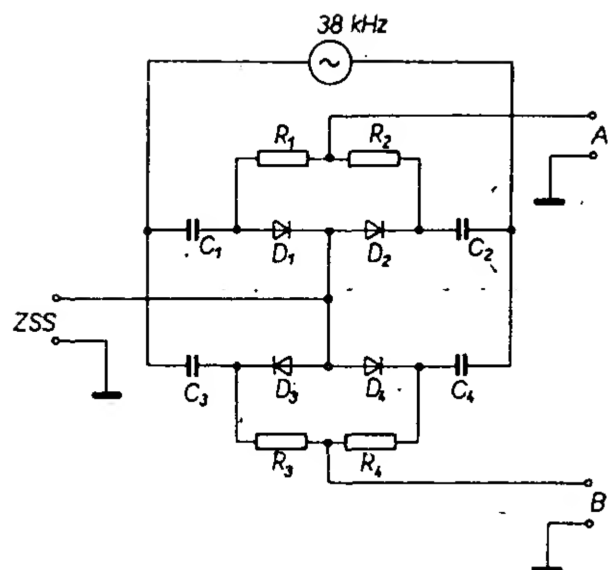
Blokové zapojení obnovovače je na obr. 54. Na vstupu je oddělovací zesilovač, jehož zisk lze v určitých mezích řídit. Může se tak nastavit potřebná úroveň pilotního signálu 19 kHz, která je pro správnou činnost dekodéru důležitá. Za oddělovacím zesilovačem následuje vyvážený fázový detektor a zesilovač chybového napětí (zapojený jako dolní propust). Jeho výstup řídí napěťově závislý oscilátor, který volně kmitá na kmitočtu přibližně 76 kHz. Signály 38 kHz a 19 kHz se získávají binárními děliči. K vlastnímu dekódování slouží signál 38 kHz, zatímco signálu 19 kHz se spolu se signálem pilotním využívá k fázové synchronizaci.

Křížový reaktanční demodulátor

Funkční schéma zapojení uvažovaného demodulátoru je na obr. 55. Náhradní zapo-

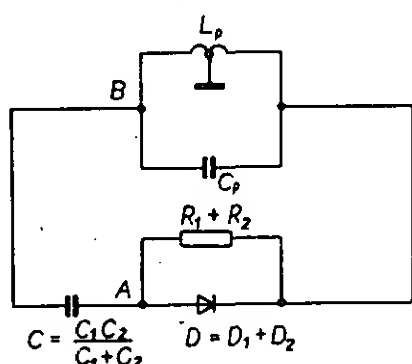


Obr. 54. Blokové schéma obnovovače nosné 38 kHz a AFS a s dekodérem

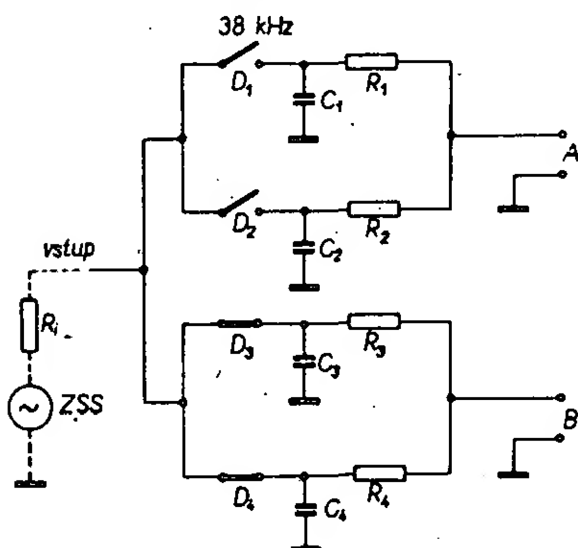


Obr. 55. Funkční schéma křížového demodulátoru

jení z hlediska pomocné nosné vlny je na obr. 56. Na zdroj signálu 38 kHz je připojen přes kondenzátor C jednocestný usměrňovač D. Po dobu, po níž vedou diody D_1 a D_2, nabíjí se kondenzátor C. V době, kdy jsou diody v nevodivém stavu, kondenzátor C se vybíjí přes odpory R_1 a R_2. Odpory a kondenzátor je třeba zvolit tak, aby se kondenzátor v jedné periodě otvíracího napětí 38 kHz vybil jen nepatrně a zůstalo tak na něm určité stejnosměrné napětí. Kondenzátor se nabíjí po dobu kratší, než je čtvrtina periody pomocné nosné vlny. Pomocná nosná vlna tak svou periodou určuje otevírání a zavírání diod a to střídavě v obou větvích demodulátoru. Pro přehlednější znázornění funkce diodového přepínače byly pro další úvahu nahrazeny diody spínači s dobou sepnutí t_D [15].



Obr. 56. Náhradní zapojení demodulátoru



Obr. 57. Náhradní zapojení demodulátoru z hlediska multiplexního (MPX) signálu

Náhradní schéma zapojení demodulátoru z hlediska multiplexního signálu je na obr. 57. Spínače D_1 až D_4, kterými jsou diody nahrazeny, propojují střídavě po dobu t_D zdroj multiplexního signálu s oběma výstupy. Pro zvolený případ akustického signálu harmonického průběhu je možno funkci demodulátoru demonstrovat pouze v jednom kanálu. Multiplexní signál má v tomto případě tvar podle obr. 58, kde je pro názornost nakreslen bez pilotního signálu. Zdroj multiplexního signálu je po dobu t_D přímo propojen s kondenzátory C_1 a C_2. To je v okamžiku, kdy jsou sepnuty kontakty spínačů D_1 a D_2, při uvažování akustického signálu pouze v kanálu A. Kondenzátory C_1 a C_2 jsou po tuto dobu nabíjeny přes vnitřní odpor R_i zdroje multiplexního signálu. Napětí na kondenzátorech dosáhne přibližně úrovně, kterou má multiplexní signál na konci spínací doby t_D. Po rozpojení spínačů se kondenzátory vybíjejí přes zatěžovací odpory R_1 a R_2.

Z obr. 58a je zřejmé, že při následujícím sepnutí spínačů může být úroveň multiplexního signálu buď větší nebo menší, než úroveň odpovídající předchozímu sepnutí. Je-li nová úroveň větší, kondenzátory se dobijí, v opačném případě se vybijí na mezní úroveň přes odpor R_i.

Napětí na kondenzátorech má proto schodovitý průběh, jehož základní harmonická složka je úměrná modulační obálce multiplexního signálu, a tím je tedy také úměrná přenášenému akustickému signálu. Toto nf napětí je přeloženo přes napětí stejnosměrné, které je vytvořeno pomocnou nosnou vlnou.

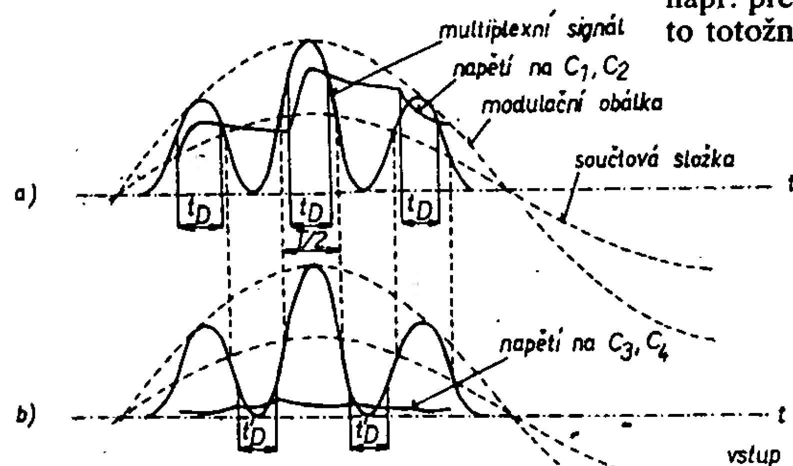
Druhá větev demodulátoru, v níž jsou zapojeny spínače D_3 a D_4, je spínána v časech t_D posunutých o jednu půlperiodu subnosné vlny, jak je patrno z obr. 58b. Je tomu tak proto, že tyto diodové spínače jsou pólovány opačně. Tyto časové úseky spadají do doby minimálních úrovní multiplexního signálu. Přesto se na kondenzátorech C_3 a C_4 objeví malý signál, který je rovněž úměrný přenášené akustické informaci. Velikost tohoto signálu představuje základní přeslech demodulátoru. Optimální volbou kapacit kondenzátorů C_1 až C_4 a odporů R_1 až R_4 lze úrovně těchto přeslechů zmenšit až na −24 až −26 dB.

Kompenzace takto vzniklého základního přeslechu spočívá v tom, že se do přeslechového kanálu přivede signál se stejnou amplitudou a fází, jakou má základní přeslech, ale s opačnou polaritou. Nepatrných přeslechů v celém akustickém pásmu lze dosáhnout jen tehdy, bude-li amplituda i fáze kompenzačního signálu kmitočtově nezávislá. Splnit tento požadavek není jednoduché. Mají-li být např. přeslechy lepší než − 40 dB, vyžaduje to totožnost amplitud na ±5 % a totožnost fáze s chybou menší než několik stupňů. Základní přeslech lze kompenzovat pomocí součtové složky, obsažené v multiplexním signálu. Součtové složky se nejprve otočí o 180° a jejich části se přičtou k výstupním signálům. Pro tuto kompenzaci základních přeslechů lze využít tranzistoru ve vstupním (omezovacím) obvodu, z jehož emitoru se odebírá signál pro demodulátor, a z odporu v jeho kolektorovém obvodu, kde se objeví multiplexní signál s opačnou polaritou. Takto otočený signál se vede přes srážecí odpory do výstupních kanálů. Minimální přeslechy lze pak nastavit samostatně pro každý kanál.

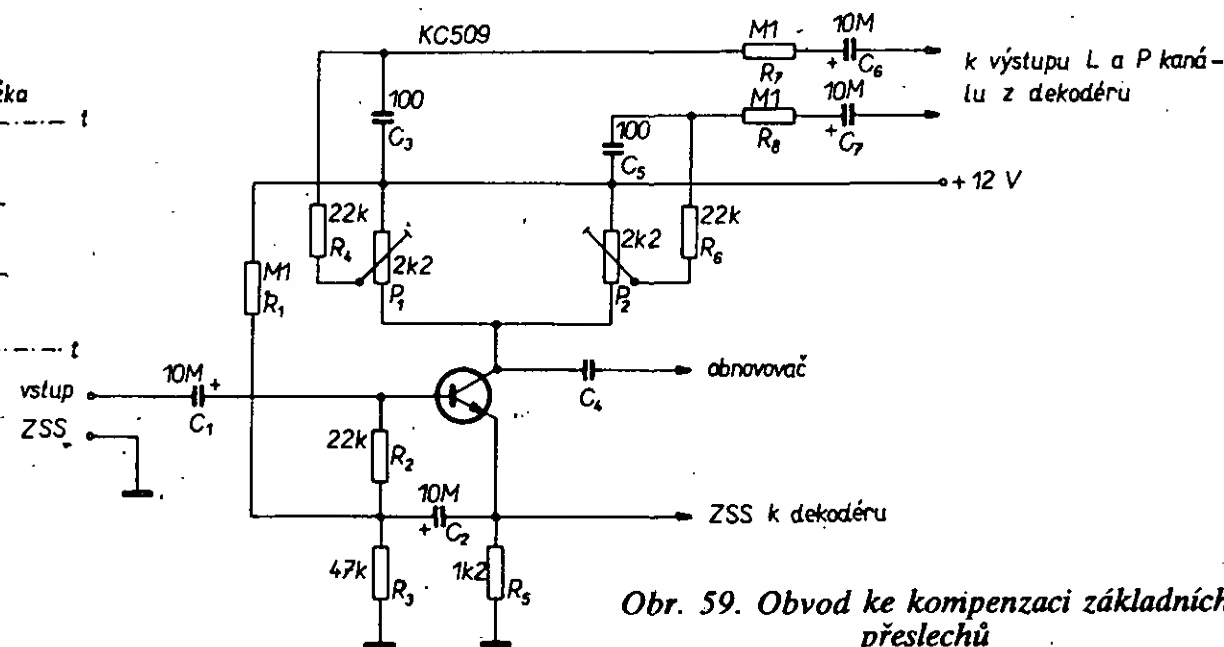
Nevýhodou tohoto způsobu je to, že se kompenzační cestou dostávají do nf výstupů i nežádoucí složky multiplexního signálu (pilotní signál a hlavně obě postranní pásma). Jestliže se však předpokládá použití demodulátoru s malým základním přeslechem, pak úroveň těchto nežádoucích složek nepřevýší úroveň odpovídajících složek na výstupu samotného demodulátoru.

Zapojení obvodu pro kompenzaci základních přeslechů je na obr. 59. Na vstup tranzistoru T_1 je přiváděn úplný ZSS. Z emitoru tohoto tranzistoru se odebírá signál pro vlastní stereofonní demodulátor. V kolektorovém obvodu T_1 jsou zapojeny dva odporové trimry, které svým výsledným odporem působí jako pracovní odpor kolektoru, z něhož se přes kondenzátor C_4 odebírá signál pro obnovovač nosného kmitočtu. Část úplného ZSS, která je proti emitorovému výstupu otočena o 180°, se pro další využití ke kompenzaci přeslechů odebírá z odporových trimrů P_1 a P_2. Po vhodném nastavení je pak toto napětí vedeno přes korekční obvody R_4, R_7 a C_3, popř. R_6, R_8 a C_5 do výstupních kanálů. Tyto korekční obvody výrazně zlepšují přeslechy v oblasti kmitočtů 10 až 15 kHz. Uspořádání dovoluje nezávisle kompenzovat přeslechy obou kanálů. Vstupní impedance tranzistoru T_1 je zvětšena zápornou zpětnou vazbou v bázi a emitoru (C_2, R_2). Tato vazba je nutná pro nezkreslený přenos potřebného kmitočtového spektra z hlediska amplitudy i fáze vstupního signálu. Velká vstupní impedance také zaručuje nerušenou funkci přecházejících obvodů.

Vhodně zvolenou (pracným výběrem a odzkoušením) kapacitou kondenzátorů C_3 a C_5 v kompenzačních větvích lze do jisté míry korigovat i přeslechy vzniklé před dekodérem. Kompenzační kondenzátory C_3 a C_5 korigují fázi kompenzačního signálu na kmitočtech při horním okraji akustického pásma. Pokud jsou vlastní přeslechy multiplexního signálu, přicházejícího do dekodéru ve výše uvedené oblasti kmitočtů alespoň 50 dB, mohou C_3 a C_5 zcela odpadnout. V praxi však tento případ většinou nenastane. Volba konečné kapacity obou kondenzátorů je otázkou přizpůsobení dekodéru k přijímači. Lze říci, že v úvahu připadá rozsah kapacit od nuly do 100 pF. Poloha běžců trimrů P_1 a P_2 je v širokých mezích na úrovni vstupního signálu nezávislá.



Obr. 58. Průběhy napětí multiplexního signálu na C_1 a C_2



Obr. 59. Obvod ke kompenzaci základních přeslechů

Stereofonní dekodér s AFS a křížovým demodulátorem

Blokové schéma dekodéru je na obr. 54. Zakódovaný stereofonní signál přichází do vstupního oddělovacího zesilovače, z něhož se odebírá pilotní signál pro obnovovač nosné vlny, zapojený ve smyčce AFS, signál pro křížový demodulátor a další dva, vzájemně otočené signály úplného ZSS, vedené na výstup křížového demodulátoru. Přepínací kmitočet 38 kHz je získáván z děličky kmitočtu, která je zapojena na výstupu smyčky AFS tvořené fázovým detektorem, operačním zesilovačem, multivibrátorem a kmitočtovou děličkou.

Smyčka AFS pracuje způsobem shodným s již dříve popsanými smyčkami. Multivibrátor kmitá v nezasynchronizovaném stavu v okolí kmitočtu 76 kHz. Dělička kmitočtu dělí tento kmitočet jednak na kmitočet 19 kHz pro synchronizaci fázového detektoru a jednak na kmitočet 38 kHz pro přepínání křížového demodulátoru. Ze vstupního zesilovače jsou dále vedeny dva signály ZSS nastavitelné úrovně na výstup jednotlivých kanálů z křížového demodulátoru a slouží zde ke kompenzaci přeslechů v obou kanálech. Na výstupu z křížového demodulátoru jsou dále zapojeny oddělovací zesilovače s obvodem deemfáze v každém kanálu.

Schéma zapojení dekodéru je na obr. 60. Úplný ZSS přichází na dvojici tranzistorů T_1 a T_2. Z emitoru T_1 se odebírá signál pro křížový demodulátor a z emitoru T_2 signál pro obnovovač nosné. Úroveň signálu pro obnovovač nosné lze v případě potřeby poněkud zvětšit záměnou C_4 za kondenzátor větší kapacity (100 nF). V kolektorových obvodech T_1 a T_2 jsou zapojeny odporové trimry P_1, P_2, kterými lze přivádět na výstup křížového demodulátoru signál fázově otočený tak, aby byl v protifázi se signálem kanálu, který má být potlačen. Úroveň potřebná k jeho potlačení se nastaví uvedenými trimry tak, aby se dosáhlo minimální úrovně přeslechů. V případě, že se potlačuje žádaný kanál, je nutno přehodit vzájemně střední vývody obou potenciometrů.

Obvod smyčky AFS je běžně zapojen s fázovým detektorem, osazeným tranzistory T_3 a T_4. Za tímto detektorem je zesilovač chybového napětí s integrovaným obvodem MAA501 (504). Kompenzace napěťové nesymetrie operačního zesilovače se nastavuje trimrem P_7. V případě větší nesymetrie (zesilovač nepracuje) je třeba mírně změnit úroveň napájecího napětí.

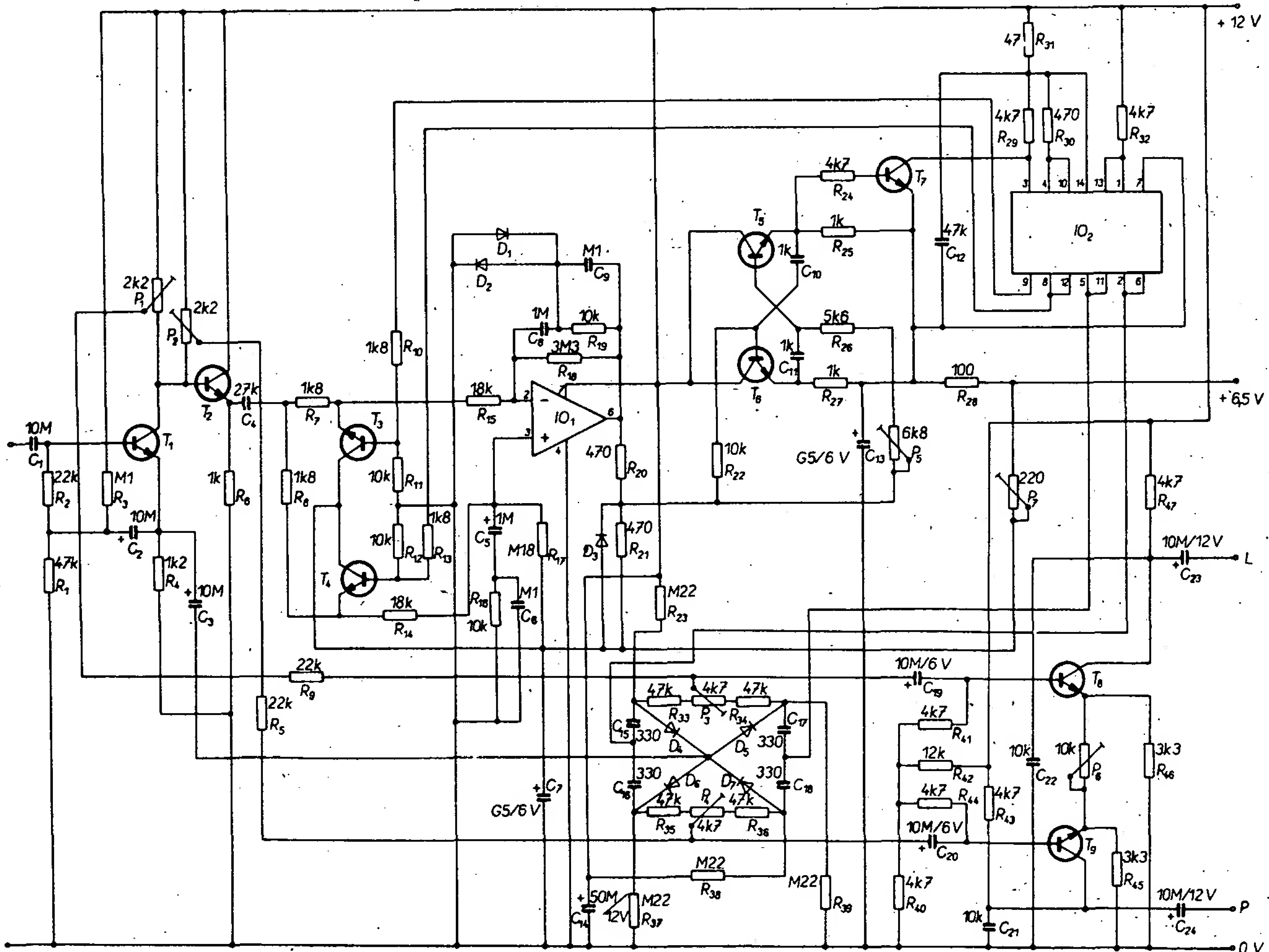
Napěťově řízený oscilátor je v podstatě běžným astabilním multivibrátorem (tranzistory T_5 a T_6). Trimrem P_5 se jeho kmitočet nastavuje přibližně na 76 kHz. Aby multivibrátor nemohl kmitat na kmitočtu vyšším než asi 80 kHz, omezuje se výstupní napětí chybového zesilovače členem R_{20}, D_3. Výstupní signál oscilátoru 76 kHz se vede přes tvarovací obvod tranzistoru T_7 na vstup binárního děliče kmitočtu IO_2 (MH7474). Tento obvod obsahuje dvojice bistabilních klopných obvodů typu D. Obvod je použit v obvyklém zapojení pro dělení kmitočtu dvěma a čtyřmi (výstup $\bar{Q}$ je spojen se vstupem D). Nepoužité nastavovací vstupy jsou připojeny ke kladnému pólu napájení přes odpor R_{30}, nepoužité nulovací vstupy přes odpor R_{32}.

Výstupní signál 19 kHz se vede na báze tranzistorů T_3 a T_4 fázového detektoru, signál 38 kHz do křížového demodulátoru, který demoduluje vlastní stereofonní signál. V tomto demodulátoru přepínací impulsy o kmitočtu 38 kHz střídavě přepínají multiplexní signál. Kladné a záporné půlvlny tohoto signálu, odpovídající levé a pravé stereofonní informaci, jsou dále vedeny přes potenciometry P_3 a P_4 na výstup levého a pravého kanálu. Tyto potenciometry slouží k přesnému nastavení potlačení pomocné nosné (přepínací kmitočet), která se jinak svými směšovacími produkty akusticky projeví ve výstupním signálu v obou kanálech jako nepříjemné rušení – „cvrlikání". Potenciometry se tedy nastaví na minimum těchto pazvuků.

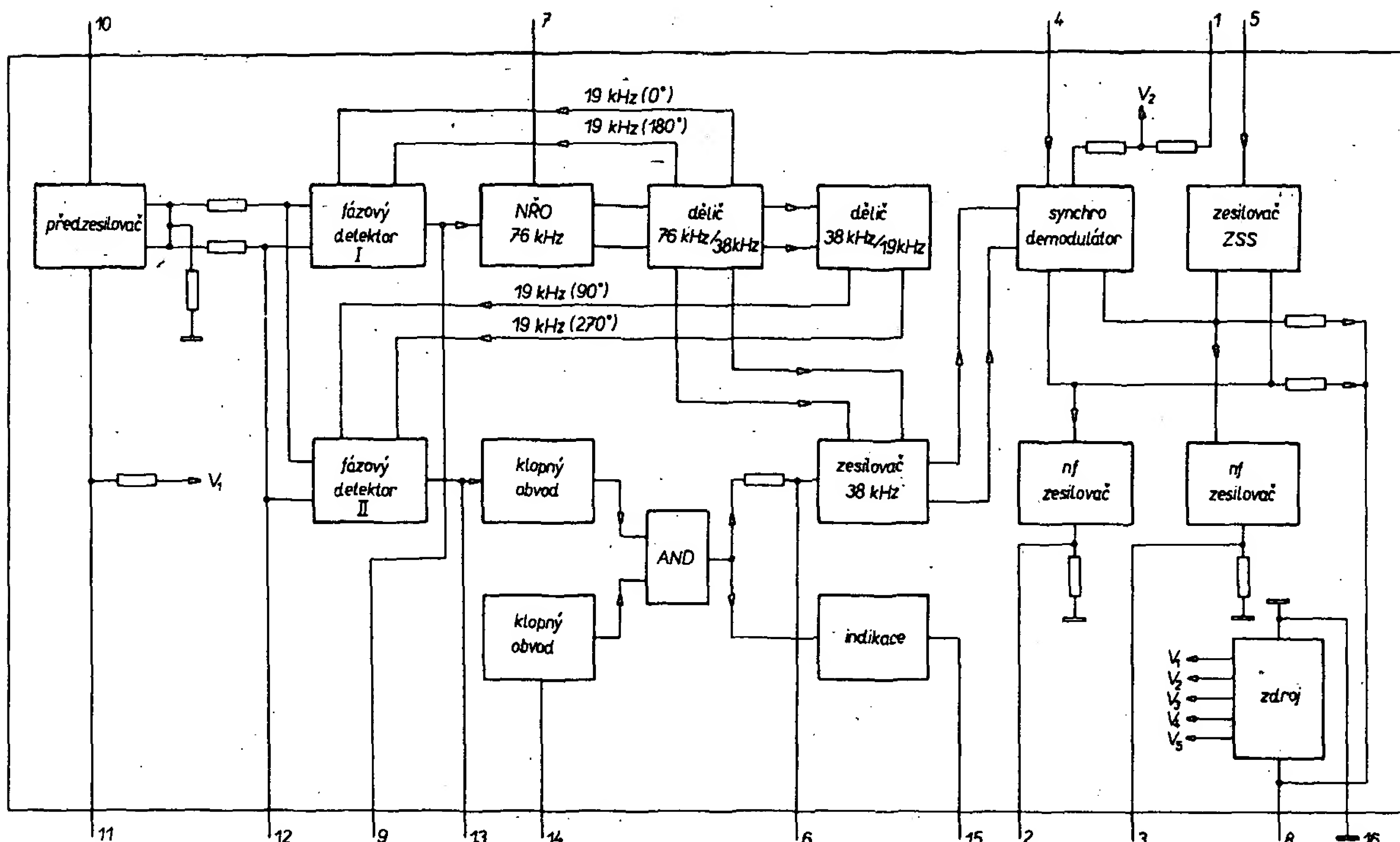
V kolektorech oddělovacích a zesilovacích tranzistorů T_8 a T_9 jsou zapojeny obvody členů deemfáze, a to R_{43} a C_{21} v pravém a R_{47} a C_{22} v levém kanálu. Z výstupu dekodéru se kanálové signály vedou přes oddělovací kondenzátory C_{23} a C_{24} do dvoukanálového nf zesilovače.

Stereofonní dekodéry se smyčkou AFS již několik let vyrábějí některé firmy v monolitickém provedení. Ze známějších typů jsou to např. MC1310P. Jedním z kvalitních stereofonních dekodérů tohoto typu v pouzdře DIL se 16 vývody je integrovaný obvod fy Philips TDA1005. Tento obvod lze zapojit dvojím způsobem – buď jako časový, nebo jako kmitočtový dekodér úplného ZSS.

V zapojení jako časový dekodér pracuje obvod na principu „vzorkování", tj. zpracovávání vzorků (impulsů) z amplitudy signálu modulačního kmitočtu jednoho kmitu pomocné nosné. Z těchto impulsů s různou amplitudou podle modulačního signálu je pak integračním obvodem rekonstruován přenášený nf signál v každém kanálu. V za-



Obr. 60. Schéma stereofonního dekodéru s AFS



Obr. 61. Blokové schéma stereofonního dekodéru TDA 1005

pojení s kmitočtovou separací je pro oddělení pravého a levého kanálu použit rezonanční obvod *LC*s transformátorovou vazbou. Toto zapojení vyžaduje vinuté cívky, avšak vlastnosti nf signálu především z hlediska přeslechů jsou lepší, než zapojení s časovým dělením, které je však stavebně jednodušší.

Blokové schéma obvodu je na obr. 61. Úplný ZSS přichází přes vývod 11 do předzesilovače, z něhož se odebírá jednak napětí pro fázový detektor, a jednak přes vývod 10 na vývod 4 se vede ZSS do synchronního demodulátoru. Fázový detektor se zesilovačem řídí napětí řízeného oscilátoru (multivibrátoru) 76 kHz. Tento kmitočet je dělen na 38 kHz a dále na 19 kHz. Signál kmitočtu 38 kHz je zesílen a veden do synchrodetektoru. Signál 19 kHz je přiváděn jednak do fázového detektoru, a jednak o 90° (270°) otočený do druhého fázového detektoru, v němž se získá řídicí a indikační napětí. Za přítomnosti stereofonního signálu je tohoto napětí využito k automatickému přepínání z monofonního na stereofonní provoz a ke stereofonní indikaci.

Výstup každého kanálu ze synchronního detektoru je veden přes oddělovací zesilovače na výstup. Ve výstupním obvodu je v každém kanálu zapojen obvod deemfáze. Různě velká napájecí napětí pro jednotlivé obvodové bloky IO jsou upravena ve výkonové napájecí jednotce, rovněž umístěné v tomto IO, aby se k napájení vystačilo pouze s jedním napájecím napětím.

Zapojení obvodu s kmitočtovým dělením signálu je na obr. 62. Mezi bodem 10 – výstup ZSS – pro demodulaci a vstupem ZSS do synchronního detektoru v bodě 4 je zapojen laděný obvod. Obvod je naladěn na kmitočet 38 kHz s transformátorovou vazbou v poměru 1:0,85. Je-li transformátor navinut na větším hrníčkovém jádře, má primár 250 z a sekundár 222 z drátu o Ø 0,09 mm. Do bodu 15 je připojena žárovka 12 V/0,1 A pro indikaci stereofonního signálu. K vývodu 14 lze zapojit ručně ovládaný přepínač mono-stereo; pro ruční ovládání se musí k tomuto bodu připojit proti zemi napětí, které je pro stereofonní provoz menší než 0,6 a větší než 0,3 V, pro monofonní provoz větší než 1,2 V, ne však větší než 6 V. Toto napětí lze získat z odporového děliče (trimru), kterým je zapojen mezi napájecí napětí a zemní vodič. Odporovým trimrem zapojeným k vývodu 7 se nastavuje kmitočet multivibrátoru. Odporovým trimrem mezi body 5 a 10 se nastavují minimální přeslechy (separace kanálů). Trimrem u vývodu 13 lze nastavit optimální přepínací úroveň vstupního pilotního napětí, tj. začátek činnosti dekodéru v závislosti na intenzitě signálu.

Ač je vnitřní struktura zapojení i činnost tohoto obvodu velmi složitá, jeho vnější zapojení je velmi jednoduché a nenáročné s výsledky velmi dobrými.

Literatura

[1] *Burger, O.:* Anténa pro dálkový příjem TV a FM. AR A12/77.

[2] *Procházka, M.:* Miniaturizace antén. Slaboproudý obzor č. 11/61.
Procházka, M.: Miniaturizace směrových přijímacích antén. Slaboproudý obzor č. 7/69.

[3] *Příhoda, K.:* Technika fázových závěsů. ST č. 9/74 (první část) a ST č. 1/75 (druhá část.)

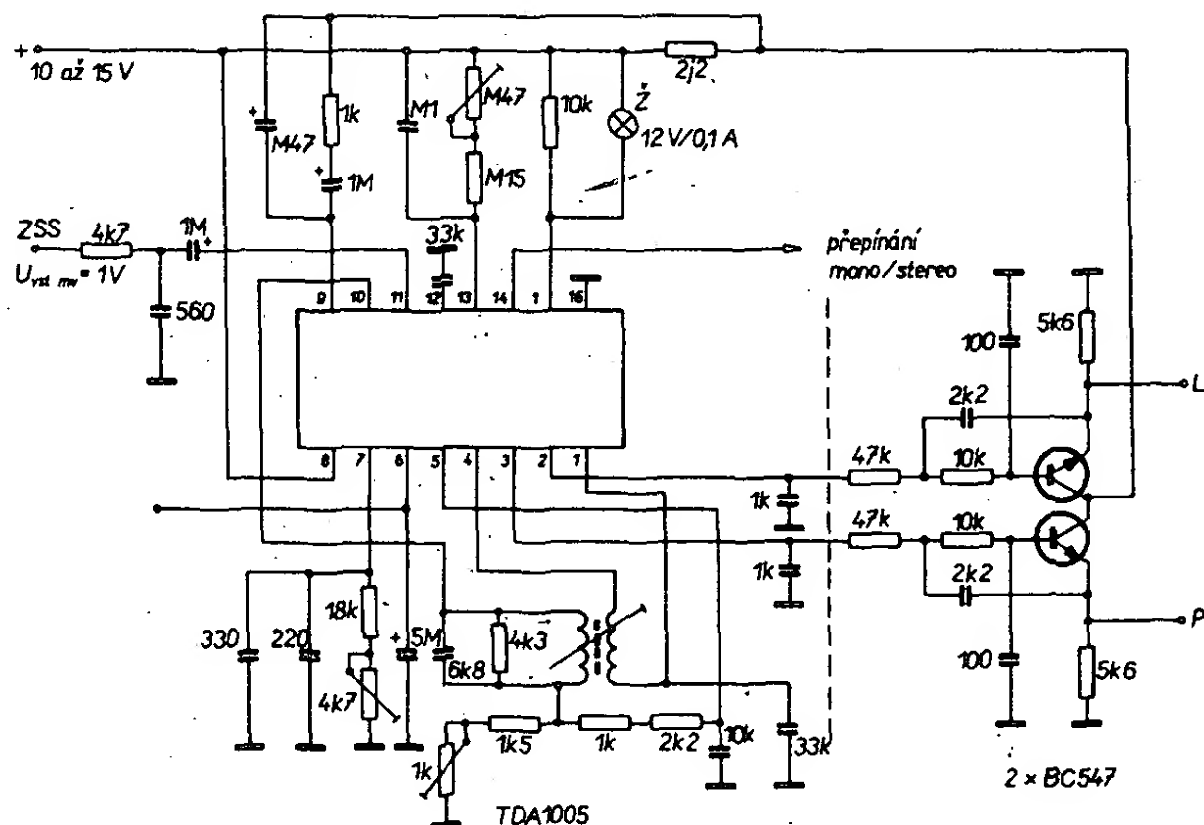
[4] *Sobotka, Z.:* Automatická fázová synchronizace. Nakladatelství Akademia: Praha 1963.

[5] *Sobotka Z.:* Dvojné systémy AFS. ST č. 11/59.

[6] *Zelenka, T.:* Fázový závěs v moderních radioelektronických zařízeních. ST č. 5/74.

[7] Firemní literatura Signetics.

[8] *Fadrhons, J.:* Fázově kmitočtové detektory pro číslicové syntetizátory. ST č. 2/78.



Obr. 62. Zapojení stereofonního dekodéru s kmitočtovým dělením

[9] *Velvarský, J.*: Synchronizační jednotka pro fázově řízené oscilátory. ST č. 2/76.

[10] *Grňo, L.*: Fázový záves ako demodulátor FM signálu. ST č. 1/77.

[11] *Kryška, L.*: Synchronní detekce. AR B6/77.

[12] *Terentěv, R.*: Smyčka AFS při příjmu FM signálů Radio (SSSR), č. 5/77.

[13] *Pogson, I.*: Homodyn pro místní poslech. Electronics č. 1/77.

[14] *Kristofovič, G.*: Kmitočtové demodulátory, SNTL: Praha 1978.

[15] *Mack, Z.; Kryška, L.*: Příjem stereofonního rozhlasu. SNTL: Praha 1978.

[16] *Kryška, L.; Teska, V.*: Stereofonní dekodér s AFS. AR č. 6, 7, 8/73.

[17] K anténní problematice příjmu VKV rozhlasu. ST č. 1/78.

[18] *Řanda, S.*: Lepší příjem bez anténních zesilovačů. ST č. 4/78.

[19] *Caha, V.; Procházka, M.*: Antény. SNTL: Praha 1956.

[20] *Procházka, M. a kol.*: Radiotechnická příručka II. Práce: Praha 1972.

[21] *Němec, V.*: Mf zesilovač 10,7 MHz s IO. AR A3/77.

[22] *Kryška, L.*: Synchronní detekce. AR B6/77.

[23] *Klabal, J.*: Jednoduché přijímače VKV. AR B2/76.

[24] *Klabal, J.*: Integrované obvody a jejich použití v přijímačích. AR B1/78.

[25] *Hyan, J. T.*: Tranzistorové přijímače. SNTL: Praha 1974.

RADIOTECHNIKA

podnik ÚV Svazarmu

expedice plošných spojů

Žižkovo nám. 32

500 21 Hradec Králové

sděluje všem zájemcům, že byl zahájen doprodej desek s plošnými spoji, vyráběných podle podkladů v AR a označených E, F, G, H, J. Tyto desky s plošnými spoji se již vyrábět nebudou! Jde o desky podle následujícího seznamu:

označení		cena za kus
E103	regulátor rychlosti	3,60
E01	zesilovač G4W	110,-
E57	SSB TRX	12,-
E100	přijímač	18,50
E89	stabilizátor napětí	10,-
E82	předzesilovač pro kytaru	11,-
E102	stereosyntetizátor	36,-
E101	dálkové ovládání	27,-
E75	univerzální zesilovač	47,-
F38	měřič LC	6,-
F50	automatický čas. spínač	9,-
F59	tranzistorový TRX	89,-
F47	generátor signálu	4,-
F10	uspávací přístroj (modul)	6,-
F14	měřič	24,-
F04	měřič otáček	7,-
F48	výkonový zesilovač	6,-
F37	mf zesilovač	11,-
F26	zdroj ss napětí	10,-
F53	oddělovací zesil.	19,50
F86	nf zesilovač	5,-
F44	nf zesilovač	8,50
F55	elektronické kostky	9,-
G28	konvertor	175,-
G65	přímosměšující přijímač	110,-
G03K	dozvuk	65,-
G35	stereodekodér	49,-
G05	automat. vypínání gram.	22,-
G26	čísel. měřič kmitočtů	11,50
G04	síť. nap. zdroj	22,-
G01	přijímač	93,-
G33	rozmítač	72,-
G32A	tranzistor.ladička	105,-
G68	KV konvertor	51,-
G59	el. zap. TRABANT	23,-
G51	generátor RC	26,-
G53	mf stupeň	13,-
G48	tuner UKV	17,50
G56	el. vypínání gramofonu	33,-
G12	uspávací přístroj	18,50
G39	spínač	16,-
G66	VKV VFO	21,-
G31	cyklovač	23,-
G29	přesný regulátor	20,-
G37	přijímač	24,-
G46	potleskoměr	15,50
G30	cyklovač	15,-
G67	VKV modulátor	14,50
G27	stereozesilovač	60,-
G08K	zdroj k zesil.	31,-
G07K	konc. k zesil.	76,-
G18	stereozesilovač	39,-
H26	řízení otáček gram.	49,-
H82	basová část	32,-
H72	vstupní zesilovač	21,-
H83	zkoušečka tranz.	13,50
H55	el. zapal. pro WARTBURG	27,-
H39	VXO pro 70 cm	53,-
H25	počítadlo přehr. desek	18,50
H08	směšovač	57,-
H65	expozimetr	10,-
H13	regulátor napětí	14,50
H80	generátor jednotka	58,-
H52	regul. k 20 W zesil.	48,-
H09	směšovač	28,-
H16	milivoltmetr	17,50
H69	expoz. pro bar. fotogr.	53,-
H77	korekční obvod k zesil.	28,-
H60	hlídací zařízení	29,-
H26	řízení otáček gram.	49,-
H205	kalibrátor a BFO	33,-
H218	dekodér	18,50
H204	přijímač VKV ADAM	48,-
H203	korekční LC zesil.	63,-
H97	kmitoč. syntetizér	18,50
H35	zkoušečka TTL IO	66,-
H81	rejstříky vibrátor	58,-
H61	regulátor pro alternátor	29,-
H27	snímač charakteristik	35,-
H02	čas. spínač	26,-
H63	tranz. blesk	24,-
H30	konvertor 144 MHz	20,-
H66	signální hodinky	120,-
H54	tranz. zapalování	22,-
H45	analogová deska A2	45,-
H44	analogová deska A1	45,-
H46	analogová deska A3	45,-
H86	číslicová deska D1	45,-
H87	číslicová deska D2	45,-
H88	číslicová deska D3	45,-
H89	číslicová deska D4	45,-
H90	číslicová deska D5	45,-
H91	číslicová deska D6	45,-
H92	číslicová deska D7	45,-
H93	deska T1	45,-
H94	deska T2	45,-
H95	deska T3	45,-
H209	deska Z2	45,-
H210	deska Z3	45,-
H211	deska P1	45,-
H17	RD dekodér	20,-
J45	mf zesilovač detekt.	39,-
J21	vypínač gramofonu	32,-
J521	měřič teploty	27,-
J204	zdroj (držák baterií)	60,-
J35	elektron. voltmetr	24,-
J41	kmit. analyzátor	38,-
J15	obr. displej	75,-
J55	kompl. RX	31,-
J44	komunikační přístroj	31,-
J28	měř. kmitočtu	16,-
J59	přepínač žárovek ke stromku	32,-
J42	kmitoč. analyzátor	15,50
J24	semafor	21,-
J503	aut. pro nabíječku	15,-
J529	dekodér	13,-
J36	nf generátor	8,-